TV
ANNO XXXIX - MARZO 1967 Gruppo III
l'antenna
RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA
NUMERO
3
LIRE 500

dott. ing. Alessandro Banfi

La meraviglia perduta

L'umanità moderna ha imparato a non stupirsi più di nulla.
I nostri nonni avevano stupito all'annuncio delle invenzioni della pila elettrica, della macchina a vapore, della fotografia, della luce elettrica, del telefono, della radiotelegrafia, e così via.
Ed ognuna di queste portentose invenzioni aveva dischiuso nuovi orizzonti di civiltà e di prosperità, migliorando sempre più la vita sociale ed individuale degli uomini d'allora.
L'umanità odierna, incalzata dal susseguirsi a ritmo serrato di una miriade di invenzioni e scoperte di piccola, grande e grandissima importanza, si è ormai abituata ad accoglierle senza stupore alcuno, come eventi normali, già previsti in un gigantesco quadro di sviluppo e progresso quasi naturale.
E per rimanere aderenti al nostro settore d'attività, basta por mente a quanto si sta verificando da qualche tempo nel campo dell'elettronica, che oggi abbraccia e comprende una formidabile estensione di fenomeni fisici, coinvolgendo innumerevoli tecnologie e processi industriali.
Accogliamo così con imperturbata indifferenza la notizia che è oggi possibile chiamare in diretta teleselezione da Londra o Parigi (e viceversa) un numero telefonico di New York, con la modesta tariffa di 2 sterline (circa 3500 lire) per ogni unità di 3 minuti.
Forse non tutti si rendono esatto conto della formidabile importanza e portata di questa realizzazione. Ma pensate: uno è seduto al suo tavolo e con la massima disinvoltura compone sul suo telefono un numero telefonico di New York preceduto da un determinato prefisso.
Dopo qualche secondo, eccolo in conversazione col suo interlocutore newyorkese così come se si trattasse di una normale chiamata urbana.
Le distanze terrestri sono praticamente annullate: il contatto verbale ha sostituito in prevalenza ogni altra forma di collegamento fra individui.
E se nel nostro intelletto rimane ancora un pizzico di sensibilità allo stupore ecco, è proprio il caso di tirarlo fuori ed esprimere la propria legittima meraviglia a tanto portento.
Ho voluto citare questo esempio recente di prodigio dell'elettronica, fra i tanti, e sono miriadi, noti e poco noti od addirittura ignorati per molteplici ragioni di segreto, che si inseriscono di prepotenza nella nostra esistenza comune.
Questa nostra esistenza che si sta inesorabilmente meccanizzando, elettrificando, automatizzando: l'« homo sapiens » è un mostro a cui nulla sembra ormai precluso. Salvo il cammino della vita, dalla nascita alla morte, connaturato ad una indispensabile e provvidenziale fede religiosa. E sotto questo nobile e luminoso profilo, ben vengano allora tutte le diavolerie più o meno recenti, più o meno utili, a complicare od anche facilitare la nostra travagliata esistenza.

A.

Realizzati sistemi per la produzione di massa dei diodi a tunnel a basso costo

Dei sistemi di produzione di massa per la fabbricazione di due nuove serie di diodi a tunnel a basso costo sono stati realizzati dalla General Electric Company (USA). Per la prima volta vengono ora rese possibili le applicazioni su larga scala dei diodi a tunnel.

Il diolo a tunnel originale — il primo fu presentato nel 1958 — era un piccolo dispositivo che poteva funzionare come un commutatore per circuiti a frequenze prossime a 100 MHz. Era però, enormemente costoso: il suo prezzo unitario si aggirava in media sui 75 dollari. L'alto costo era inevitabile, poiché ciascun diodo a tunnel era fatto quasi completamente a mano.

Questo diodo era costituito da un pinnacolo di germanio, sopra il quale il tecnico poggiava una sfera di materiale semiconduttore. La connessione operativa era quella tra la punta del pinnacolo e la sfera. Questo diodo a tunnel non era in grado di resistere neppure ad urti lievi né a variazioni di temperatura di modeste entità; per questo e per il suo alto costo non era utilizzabile per molte applicazioni.

Furono poi realizzati nuovi metodi di fabbricazione che risolsero alcuni di questi problemi. La sfera fu incuneata tra un pezzetto di germanio ed un conduttore a testata. Questo doppio appoggio della sfera tra il pezzetto di germanio e la testata fu migliorato ancora sistemando l'intero dispositivo entro un involucro costituito da un materiale speciale realizzato dalla GE, rendendolo in tal modo di impiego più sicuro del tipo precedente. Questi miglioramenti tecnici contribuirono ad abbassare il prezzo unitario fino ad un valore medio di dollari 2,80. Nonostante questi miglioramenti, il dispositivo era ancora inadatto ad impieghi su vasta scala.

Le serie « TD700 e 700H » rappresentano un progresso eccezionale nei sistemi di produzione di massa, ed hanno ridotto il prezzo unitario dei diodi a tunnel a meno di un dollaro per grossi ordinativi.

Lavorando con parecchi fogli interi di germanio, si applica su ciascun foglio, per mezzo di maschere selettive, uno strato sottile di ossido di silicio. Con la stessa tecnica si applica sopra l'ossido uno strato sottile di cromo. Si applica quindi il metallo che forma la connessione sovrapponendolo al cromo ed al germanio scoperto. I fogli vengono poi passati in un forno che fonde simultaneamente, legandole, tutte le connessioni. Dopo aver ridotto i fogli in pastiglie, queste vengono montate su testate, si fissano i conduttori e le unità vengono attaccate ai giusti valori di corrente di cresta. Per completare l'unità, ad ogni testata viene saldato un cappellotto.

La serie « TD700 » è disponibile sia in confezione assiale in custodia per circuiti tradizionali, che in forma di pastiglie da impiegare nei circuiti ibridi integrati.

Le alte velocità di esercizio dei calcolatori hanno accresciuto la domanda di componenti più veloci, in modo che un calcolatore possa memorizzare e restituire le informazioni ad altassima velocità.

Le serie di diodi a tunnel « TD700 e 700H » possono funzionare a frequenze normali di 200 MHz avvicinandosi per alcune funzioni ai 400 MHz. La dissipazione di potenza al diodo a tunnel, pari a 40 microwatt per unità, permetterà al progettista di calcolatori di realizzare sistemi logici con molte più funzioni entro uno spazio limitato.

I progressi conseguiti nel campo dei circuiti integrati (IC) hanno contribuito sensibilmente alla costruzione di calcolatori molto veloci, permettendo di sistemare in uno spazio assai ristretto i transistori e riducendo al minimo i ritardi di interconnessione. La forte dispersione del calore e le più basse velocità di commutazione dei circuiti integrati creano automaticamente un mercato per la « Serie TD700 » di diodi a tunnel ibridi.

Le pastiglie TD700 in una funzione a circuito integrato accoppiano i vantaggi dei più brevi ritardi di tali circuiti con le velocità di commutazione enormemente più alte dei diodi a tunnel.

La realizzazione di un materiale speciale permette ora alla General Electric di offrire una serie di diodi a tunnel al germanio che possono funzionare a 125 °C. Questi dispositivi, che vanno sotto il nome di « Serie TD700 » di diodi tunnel, corrispondono alle prescrizioni dei capitolati militari per impieghi critici, in cui l'alta velocità, i limiti di prestazione, ed il basso consumo di energia sono vantaggi che possono significare il successo o il fallimento di un sistema critico.

Secondo la Compagnia, i progettisti impegnati in progetti militari possono ora avvalersi dei vantaggi offerti dalle caratteristiche esclusive del diodo tunnel, che non potevano essere sfruttate per le precedenti limitazioni del dispositivo. La « Serie TD700 » di diodi tunnel, progettata appositamente per corrispondere ai capitolati militari, è disponibile, in quantitativi campione, da cinque a otto settimane dopo ricevimento dell'ordine.

Luigi Cesone

Un dispositivo antifurto del tipo a campo elettrico*

Il grande numero di furti e di furti con scasso che vengono commessi ogni anno ha indotto gli specialisti a servirsi di tutte le risorse offerte dalla tecnica elettronica. In questo ordine di considerazioni è stato messo a punto un dispositivo antifurto nel quale le linee di forza di un campo elettrico sono chiamate a svolgere la funzione di efficacissimi guardiani: allorché un intruso capita nell'ambito di questo campo di forze, la sua presenza viene immediatamente segnalata e viene fatto scattare un dispositivo di allarme. Una importante caratteristica risiede nel fatto che il dispositivo di sorveglianza mediante campo elettrico è in grado di proteggere altrettanto bene sia terreni all'aperto e locali molto vasti, sia passaggi obbligati oppure oggetti isolati. Lo studio qui esposto, dedicato alla descrizione della realizzazione e delle applicazioni di una apparecchiatura realizzata dalla SIEMENS, *ne costituisce una valida testimonianza.*

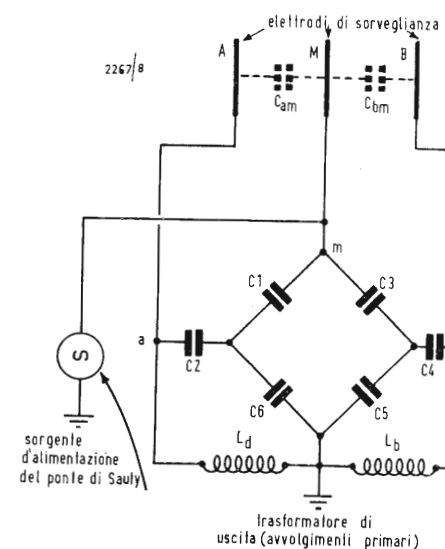



Fig. 1 - Gli elettrodi che costituiscono la rete di sorveglianza sono collegati a tre terminazioni di un ponte di Sauty, che è alimentato in modo classico lungo una delle sue diagonali. Il segnale di squilibrio del ponte è disponibile ai capi dell'altra diagonale ed è raccolto tramite le capacità C_2 e C_3.

1. - GENERALITA'

In un dispositivo di protezione del tipo a campo elettrico, lo spazio che deve essere protetto costituisce il dielettrico di un condensatore. Un intruso che penetri in questo spazio ne modifica la costante dielettrica onde la variazione di capacità che ne consegue permette di azionare un dispositivo di allarme.

In tal caso quindi, l'allarme viene dato prima ancora che l'oggetto che deve essere protetto, o il dispositivo di protezione, possa essere soltanto toccato o deteriorato.

Le linee di forza del campo elettrico si estendono fra degli elettrodi la cui struttura può assumere un'infinita varietà di forme; l'associazione dei suddetti consente di costituire delle ampie zone protette quali terreni, superfici recintate, ecc. Questi elettrodi sono riuniti a gruppi di tre e sono collegati a tre delle terminazioni di un circuito a ponte, derivato dal ponte di Sauty e mantenuto in condizioni di equilibrio (fig. 1); l'elettrodo centrale, individuato dalla lettera M, è l'elettrodo comune che dà luogo, con i restanti due elettrodi, alle capacità simmetriche C_{am} e C_{bm}. In questo modo si evita che variazioni locali di temperatura e di umidità non determinino lo squilibrio del ponte; lo stesso vale per le capacità parassite fra elettrodi e massa, che risultano in parallelo sui due semiprimari L_a ed L_b del trasformatore di uscita. D'altra parte, invece, la pur minima perturbazione dovuta all'intrusione di un oggetto o corpo estraneo nell'area ove è presente il campo elettrico, viene rivelata da un amplificatore sensibile, e determina la eccitazione di un dispositivo di allarme di concezione tradizionale.

L'allarme è dato localmente oppure a distanza, sotto forma sonora o sotto qualsiasi altra forma si desideri. Talvolta è sufficiente, per esempio, provocare l'accensione di un gruppo di riflettori o di lampade, espediente spesso sufficiente a provocare la fuga di un eventuale indesiderato visitatore notturno.

2. - IL DISPOSITIVO DI SORVEGLIANZA

Il sistema di sorveglianza è costituito da un complesso elettronico fisso, e dal gruppo degli elettrodi di cui illustreremo la distribuzione nel corso di qualche esempio pratico.

Secondo le necessità specifiche dell'impianto, il dispositivo di sorveglianza

* *Electronique Industrielle*, maggio 1966, pag. 248

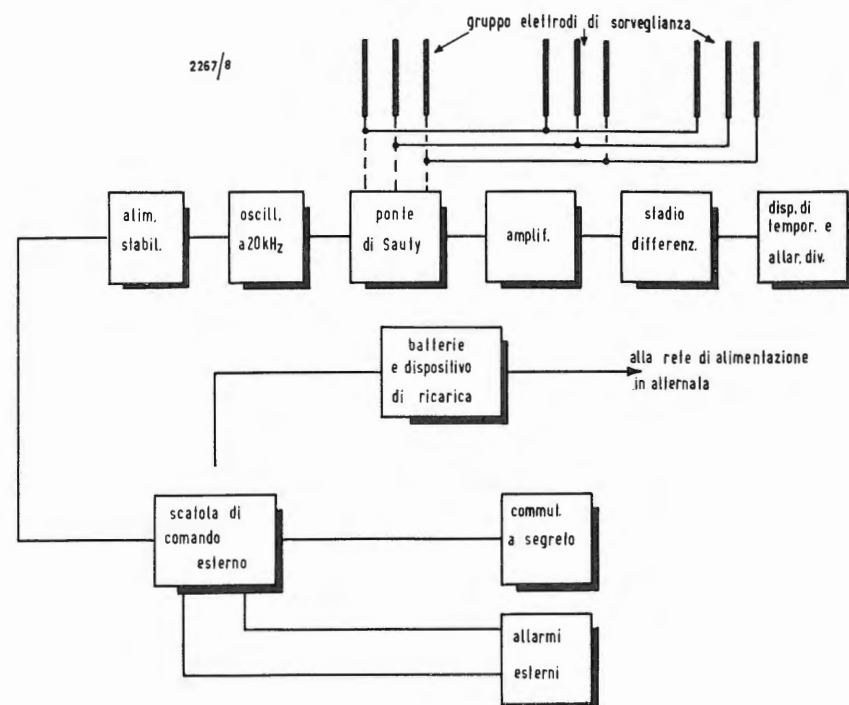
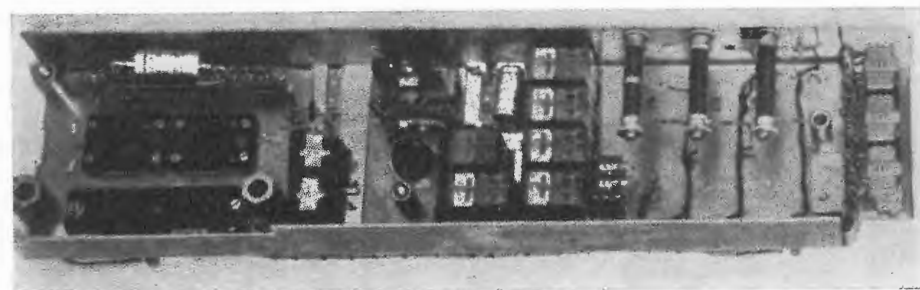



Fig. 2 - Schema sinottico del complesso di sorveglianza. Il ponte di Sauty, alimentato da un generatore che produce un segnale a 20 kHz, è seguito da un amplificatore e da uno stadio differenziale.

Sempre contenuta nell'armadietto metallico questa porzione di circuito comprendente i vari relè e gli organi di comando. Naturalmente anche l'armadietto è protetto dal sistema di allarme onde è impossibile danneggiarlo o semplicemente avvicinarsi ad esso senza determinare l'eccitazione degli allarmi.

Aspetto del contenitore dei dispositivi elettronici. Realizzato in lamiera metallica esso contiene, dall'alto verso il basso, le piastrine degli stadi oscillatori, il ponte di Sauty, l'amplificatore ed il circuito differenziale. Nell'estrema parte inferiore è visibile l'alimentatore stabilizzato.

può essere del tipo a comando locale oppure con comando a distanza; quello a comando locale è essenzialmente destinato alle piccole installazioni e prevede un sistema di commutazione « diurno-notturno »: durante il giorno, l'allarme viene dato da una suoneria a ronzatore incorporata nel contenitore metallico, mentre durante la notte è previsto l'azionamento di una sirena che può essere situata nel posto di polizia più prossimo all'ambiente da proteggere.

Su un lato del contenitore è presente un commutatore con comando a segreto il cui corretto azionamento da parte di una persona che ne conosca la combinazione, consente alla medesima di penetrare nella zona protetta senza far scattare l'allarme. Per eliminare qualsiasi rischio derivante da un uso abusivo, questo commutatore è dotato di un dispositivo di temporizzazione; esso si pone in funzione dall'istante in cui si tocca il commutatore e se, in circa dieci secondi, la combinazione non risulta composta, fa scattare inevitabilmente l'allarme. Da questo istante è impossibile arrestare la segnalazione di allarme anche se si riesca infine a comporre la giusta combinazione.

Il complesso di sorveglianza a comando centrale è destinato invece alle installazioni di maggiore importanza; tutti gli organi di comando della rete, o delle reti di protezione nel caso ve ne siano più di una, fanno capo ad un posto centrale di sorveglianza. Risulta impossibile accedere al contenitore contenente le apparecchiature elettroniche, senza provocare l'eccitazione dell'allarme; tuttavia, una volta attivato quest'ultimo, occorrerà dopo opportuna autorizzazione del posto centrale di comando, arrestarlo sul posto in corrispondenza del contenitore elettronico.

Per impianti all'aperto, gli elettrodi vengono disposti a palizzata, fissati a dei supporti isolanti o su delle colonnine trasportabili. Naturalmente la loro disposizione definitiva dovrà essere studiata con grande attenzione. Nel caso di ambienti chiusi, si tende normalmente ad occultare l'installazione; gli elettrodi sono costituiti in tal caso da fili sottilissimi facili da occultare oppure da colonnine verticali che si fanno sparire durante il giorno. In questo modo è possibile assicurare la protezione di passaggi obbligati, di porte e di finestre, dei tetti a dente di sega degli stabilimenti, di muri divisori, di soffitti e di pavimenti, ecc. Questo sistema di sicurezza garantisce parimenti la protezione di luoghi ove siano sistemati oggetti di valore, come capita nei musei e nei magazzini, e permette anche la protezione diretta degli oggetti stessi, indipendentemente dalle loro dimensioni.

Se questi oggetti sono metallici, essi potranno costituire direttamente gli elettrodi della rete di sorveglianza a condizione che essi si trovino naturalmente isolati dal suolo, dal punto di vista elettrico. Più oltre, nel corso di alcuni esempi di applicazione, vedremo come si procede per costituire la protezione di una cassaforte.

Il dispositivo di allarme è completato da un apparecchio che registra il ciclo di funzionamento dell'installazione, vale a dire il numero, la data e la durata degli avvenuti allarmi; queste registrazioni, ottenute su un disco di carta ricoperto di cera, sono conservate normalmente per la durata di otto giorni.

3. - IL CIRCUITO ELETTRONICO

A questo punto desideriamo far presente di aver dovuto semplificare considerevolmente lo schema e lo studio della installazione di protezione mediante campo elettrico. In realtà trattasi di un dispositivo ben più complesso di quanto appare a prima vista. I lettori vorranno scusare le omissioni circa alcune delle numerose possibilità offerte dal dispositivo a beneficio comunque della chiarezza della esposizione.

Lo schema sinottico del complesso è illustrato in fig. 2. Il cuore del dispositivo, il ponte di Sauty al quale fanno capo i sistemi di elettrodi il cui numero è limitato unicamente dalla loro distanza dal complesso centrale e dal valore totale delle capacità in parallelo, è alimentato da un oscillatore funzionante sulla frequenza di 20 kHz. Segue un amplificatore che a sua volta precede immediatamente uno stadio differenziale che ha il compito di evitare i falsi allarmi. Il commutatore del comando esterno con il proprio dispositivo a segreto completano, nelle linee essenziali, il dispositivo che è interamente transistorizzato in tutti i suoi circuiti ed equipaggiato con semiconduttori al

Fig. 3 - Schema elettrico del circuito di alimentazione e del generatore a 20 kHz. Il secondario del trasformatore TR_1 di uscita, del tipo a nucleo regolabile, costituisce insieme con il condensatore C_3 un circuito accordato sulla frequenza precedentemente citata. I diodi D_1 e D_2 svolgono la funzione di mantenere costante la tensione fornita da questo generatore.

Fig. 4 - Schema dettagliato del ponte di Sauty e del relativo amplificatore. Il primaric del trasformatore TR_2 possiede delle prese intermedie, alle quali possono essere collegati gli elettrodi di sorveglianza. Il relé A collegato, in posizione « funzionamento notturno », l'uscita dell'amplificatore allo stadio successivo; in posizione « funzionamento diurno », una frazione della tensione prelevata al secondario di TR_1 rappresenta l'unico segnale trasmesso, mentre il ponte di Sauty ed il relativo amplificatore risultano eliminati; sotto tali condizioni il dispositivo garantisce unicamente la propria « autoprotezione ».

Aspetto del centro di sorveglianza relativo ad una grande amministrazione. Alla parete sono visibili gli armadietti di controllo delle varie reti di sorveglianza: i pulsanti e le spie luminose corrispondono ai controlli delle molteplici funzioni del complesso: funzionamento diurno, notturno, allarme, autoprotezione, ecc.

silicio. Ci occuperemo ora di esaminare più in dettaglio la funzione dei differenti circuiti parziali, ciascuno dei quali è realizzato su piastrine di circuito stampato.

3.1. - L'alimentatore stabilizzato

Lo schema elettrico di questa porzione di circuito è illustrato in fig. 3; a partire dai 24 V forniti dalla batteria di accumulatori, l'alimentatore stabilizzato procura i 12 V stabilizzati necessari per la corretta alimentazione dei vari circuiti elettronici. Il diodo Zener D_3 stabilizza la tensione di riferimento che polarizza la base del transistor di potenza T_1; la resistenza R_{32} ed il potenziometro P_{31} assorbono la porzione eccedente di potenza disponibile. Il condensatore C_{23} contribuisce al filtraggio della tensione nel caso in cui, a seguito di una interruzione di tensione fornita dagli accumulatori, si debba ricorrere alla rete in alternata per l'alimentazione dell'intero complesso. Il circuito che consente la ricarica delle batterie, ed al quale noi non abbiamo accennato, fornisce in tal caso la tensione continua necessaria.

3.2. - Il generatore a 20 kHz

Il suindicato generatore è costituito da uno stadio oscillatore che comprende essenzialmente il transistor T_2 ed il trasformatore TR_1 (fig. 3); i diodi D_1 e D_2, collegati in parallelo ed in opposizione, hanno la funzione di stabilizzare la tensione di uscita del segnale prodotto da questo generatore. La frequenza di lavoro di quest'ultimo è di 20 kHz e il circuito accordato comprende il secondario di TR_1 ed il condensatore C_3. La regolazione precisa della frequenza generata si ottiene agendo sulla regolazione del nucleo del trasformatore TR_1. Il collegamento al ponte di Sauty è attuato dal secondario di detto trasformatore.

Vedremo più avanti che le capacità parassite dei cavi di collegamento agli elettrodi risultano in parallelo sul condensatore C_3; è proprio per questo motivo che abbiamo indicato per quest'ultimo un valore approssimativo di 6 nF.

Questo complesso di due armadi di comando, completi dei gruppi raddrizzatori (al centro) e delle batterie di accumulatori montate in tampone, è stato fotografato in uno stabilimento carcerario tedesco.

D'altra parte, è egualmente possibile utilizzare il morsetto m od il morsetto m' del trasformatore per ottenere il migliore adattamento nei confronti delle caratteristiche di detti cavi di collegamento.

3.3. - Il ponte di Sauty

Il ponte di Sauty è del tipo classico (vedi fig. 4) e deve essere nelle condizioni di equilibrio. Nel punto m è applicato l'elettrodo comune del sistema di sorveglianza, mentre i due elettrodi « attivi » sono rispettivamente collegati ai capi a e b. In questo modo e sotto tali condizioni, il ponte risulta fuori equilibrio unicamente in corrispondenza di una variazione delle capacità interelettrodiche. Le capacità esistenti fra elettrodi e terra risultano in parallelo sui semi-primari 4-5 e 4-8 del trasformatore TR_2 e non hanno alcuna influenza sull'equilibrio del ponte. Un eventuale squilibrio, è, d'altra parte, facilmente compensato grazie al potenziometro P_{10} la cui presa centrale è collegata a massa.

Il trasformatore differenziale TR_2 fornisce, ai capi del suo secondario, una tensione V_s che è nulla allorquando il ponte si trova in condizioni di equilibrio. Tuttavia, onde poter controllare in continuità il buono stato di funzionamento del sistema, si porta il ponte fuori equilibrio in modo tale che la tensione V_s non sia completamente nulla, ma cambi di valore, rispetto ad un punto di funzionamento prestabilito, ogni qualvolta si manifesti una variazione asimmetrica nelle capacità interelettrodiche. La tensione alternata presente agli elettrodi, ha un valore inferiore ad una decina di volt in valore efficace.

3.4. - L'amplificatore

Collegato all'uscita del trasformatore TR_2, l'amplificatore è costituito da due stadi a transistor, T_2 e T_3 (fig. 4). La sua sensibilità è tale per cui una variazione di capacità asimmetrica pari a 0,011 pF produce, in uscita, una corrispondente variazione di tensione pari ad 1 V; in altri termini, la sensibilità suindicata raggiunge al massimo il valore di 90 V/pF.

In pratica, la sensibilità dell'amplificatore viene regolata tramite un potenziometro R_{23} ad un valore tale per cui una variazione brusca della tensione, superiore a 0,5 V, dia luogo all'azionamento del dispositivo di allarme. Un tale valore corrisponde ad una variazione di capacità pari a 0,006 pF alla frequenza prescelta di 20 kHz.

L'uscita dell'amplificatore è collegata

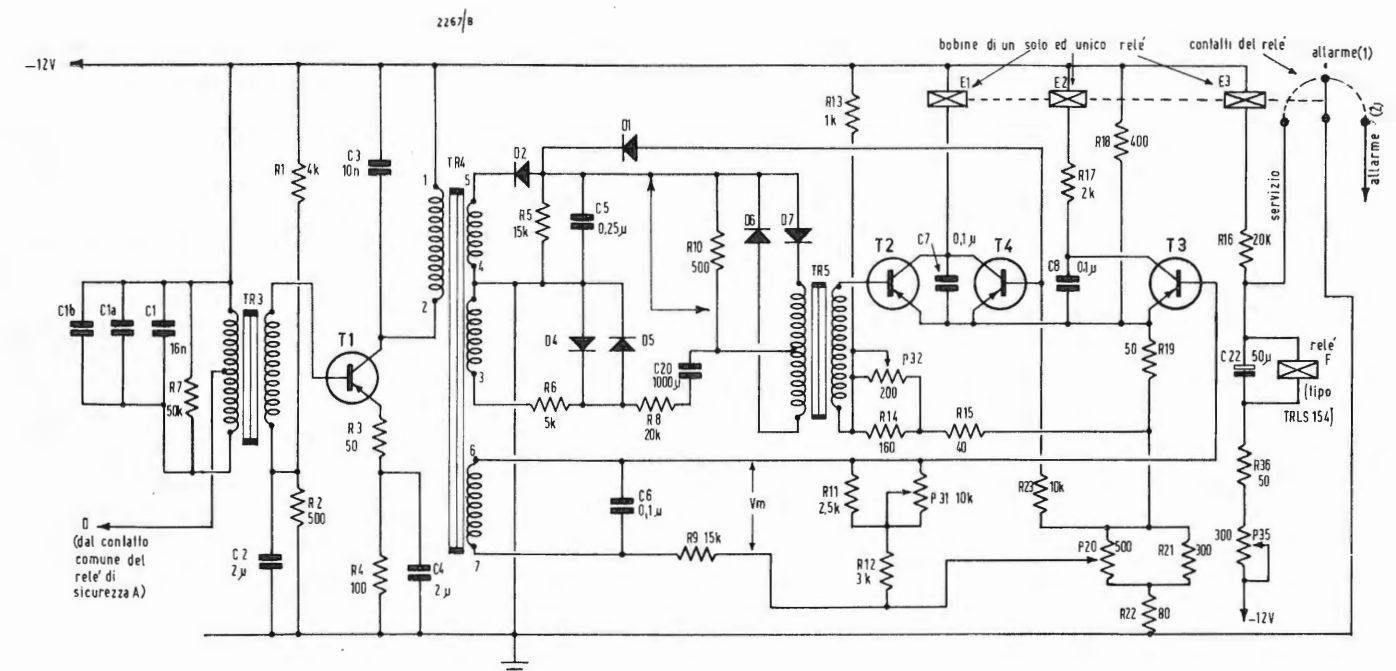



Fig. 5 - Circuito elettrico completo del dispositivo differenziale. Il relé E possiede tre avvolgimenti distinti e separati E_1, E_2 ed E_3; gli effetti delle varie eccitazioni si sommano algebricamente ed agiscono su un contatto a tre posizioni: « servizio », « allarme I » ed « allarme II ». In posizione « allarmi », l'eccitazione del relé F è interrotta, il che pone in azione le temporizzazioni e gli allarmi.

Non ci si fidi delle apparenze: si tratta proprio di una prigione (svizzera in verità). Il cortile interno è riservato ai detenuti e la rete di protezione è installata sulla terrazza dell'edificio. Qualsiasi tentativo di evasione per questa via è quindi assolutamente impossibile (documentazione Siemens, Zurigo).

Il tetto di questa officina costituirebbe una facile via di accesso per eventuali ladri; la sua protezione è assicurata dagli elettrodi della rete di allarme costituiti da elementi rigidi ben visibili nella fotografia.

ad uno dei contatti di un relé di sicurezza individuato dalla lettera A; quest'ultimo è comandato dall'interruttore « funzionamento diurno-notturno » posto nel contenitore metallico che contiene i vari circuiti elettronici. Nella posizione « funzionamento diurno » soltanto una porzione della tensione alternata prelevata, grazie al potenziometro P_8 (fig. 3), sul secondario del trasformatore TR_1 è applicata al sottocircuito differenziale; sotto tali condizioni, il complesso garantisce unicamente la propria autoprotezione. In posizione « funzionamento notturno », invece, lo amplificatore è collegato allo stadio differenziale seguente ed il ponte di Sauty è regolarmente in servizio.

3.5. - Lo stadio differenziale

Il contatto comune del relé di sicurezza A è collegato alla presa intermedia del primario del trasformatore TR_3 (fig. 5).

Il primario di questo trasformatore può essere accordato con l'aiuto dei condensatori C_1, C_{1a}, C_{1b}, su tutte le frequenze comprese fra 18 e 22 kHz per spostamenti di 1 kHz. Infatti, se la frequenza normale di lavoro è di 20 kHz, è talvolta necessario diminuirla per evitare i rischi derivanti da una possibile interferenza fra parecchi complessi che siano simultaneamente in funzione.

Il secondario di TR_3 è connesso ad uno stadio amplificatore, equipaggiato dal transistor T_1, il cui carico è costituito dal primario del trasformatore TR_4. L'ordine di eccitazione dell'allarme è determinato dalla « velocità » con la quale varia la tensione presente al secondario di TR_4.

L'allarme può essere dunque o di natura differenziale o di natura permanente. Nel primo caso si manifesta a seguito di un rapido squilibrio del ponte e segnala il passaggio di una persona, mentre nel secondo caso segnala un vero e proprio tentativo di sabotaggio.

Il funzionamento dello stadio differenziale è il seguente: la tensione alternata che si manifesta fra i morsetti 4 e 5 del secondario di TR_4, viene raddrizzata dal diodo D_3; d'altra parte, la tensione alternata che appare fra i morsetti 3 e 4 di TR_4 è limitata in ampiezza dai diodi

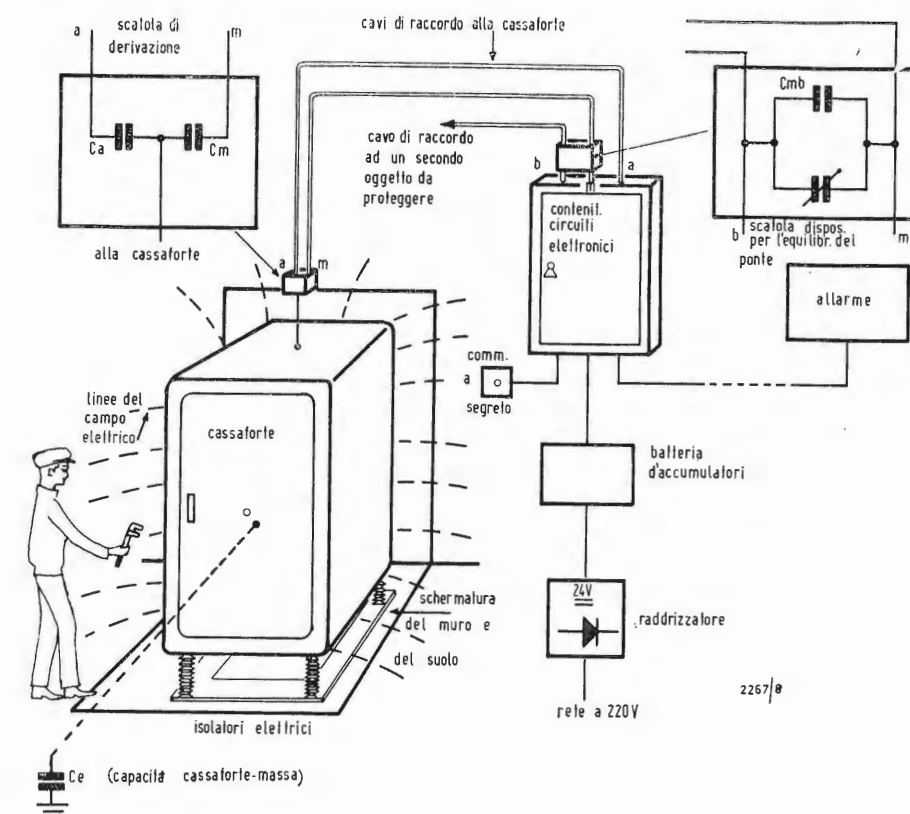



Fig. 7 - La sorveglianza di un vasto perimetro, completamente all'aperto, è garantita mediante degli elettrodi tesi orizzontalmente (*a*). Detti elettrodi sono compresi fra due recinti equidistanti che servono per evitare l'avvicinamento di piccoli animali. La larghezza alla base raggiunge i 5 metri (*b*), il che è più che sufficiente per impedire qualsiasi scalata con i metodi « usuali ».

In questa importante gioielleria di Francoforte, le vie di accesso e le vetrine in cui sono esposti i preziosi sono protette da una rete di elettrodi visibili a gruppi di tre; nel caso sia necessario detti elettrodi possono essere facilmente occultati.

D_4 e D_5, per cui si dispone, ai capi di questi ultimi, di una tensione pulsante di ampiezza costante V_c, riportata in realtà ad un valore V_r dalla resistenza R_8.

Ai capi del circuito differenziale costituito dal condensatore C_{20} e dalla resistenza R_{10}, si trova quindi una tensione pulsante eguale a $V_r + V_p$. Poiché il condensatore C_{20} consente il fluire unicamente della componente alternata, si può dire che la caduta di tensione, ai capi di R_{10}, è pari a V_r, mentre V_p costituisce la differenza di potenziale ai capi di C_{20}.

Esamineremo ora il meccanismo di eccitazione degli allarmi.

4. - GLI ALLARMI

4.1. - Allarme differenziale

Quando, in seguito allo squilibrio del ponte di Sauty, la tensione ai capi del primario di TR_4, subisce una variazione, la tensione V_p ai capi di C_{20} (fig. 5) subisce anch'essa una variazione, ma V_r si mantiene costante, ed una corrente differenziale percorre C_{20} ed R_{10}; ciò ha l'effetto di aumentare la differenza di potenziale ai capi di R_{10} e di sbloccare i diodi D_6 e D_7, fino a quell'istante invece in stato di interdizione.

Una corrente alternata circola nel primario di TR_5, mentre una tensione alternata appare ai capi del secondario.

Quest'ultima tensione sblocca il transistore T_2, che è interdetto — in condizioni di riposo — da una polarizzazione positiva, e determina conseguentemente l'eccitazione dell'avvolgimento E_1 di un relé polarizzato dotato di tre distinti avvolgimenti di eccitazione. Detta eccitazione agisce in senso inverso ed è superiore a quella dell'avvolgimento E_3, onde il contatto E passa dalla posizione « servizio » nella quale si trovava, alla posizione « allarme I » oppure « allarme II ». Ciò facendo, esso interrompe il circuito di eccitazione del relé F il quale si richiude facendo scattare tutte le temporizzazioni o gli allarmi previsti, che per semplicità non sono stati riprodotti nel nostro schema elettrico.

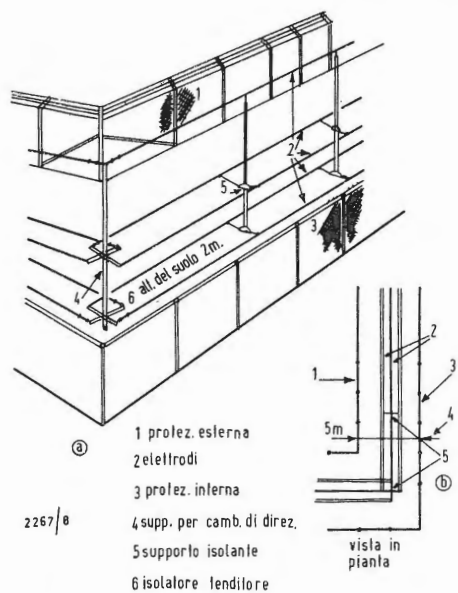



Fig. 6 - La cassaforte, elettricamente isolata, è collegata al punto centrale di una configurazione circuitale a stella costituita dai condensatori C_a e C_m (che si trovano nella scatola di derivazione e dalla capacità C_e, esistente fra cassaforte e massa). Una scatola di equilibratura consente la messa a punto del circuito.

Fig. 8 - Per controllare i tentativi di scalata di un muro di cinta, si utilizzano degli elettrodi fissati sulla sommità del medesimo. Questi elettrodi possono essere direttamente applicati al muro (*a*), oppure all'estremità di un paletto (*b*), su un recinto sporgente dal bordo superiore del muro (*c*) e direttamente sulla parete interna del muro al di sotto del bordo superiore (*d*).

4.2. - Allarme per superamento del massimo

Questo allarme viene eccitato in seguito ad una eccessiva elevazione lenta della tensione V_p. Il transistor T_4 del sottocircuito differenziale si trova normalmente bloccato da una tensione di polarizzazione positiva. Il diodo D_1 diviene conduttivo allorché V_p aumenta, mentre una corrente attraversa D_1 ed R_{23}; la polarizzazione di T_4 viene quindi a diminuire, il transistore risulta sbloccato, mentre l'avvolgimento E_1 del relé E è eccitato. Come nel caso dell'allarme differenziale questa situazione ha l'effetto di inserire il contatto E su una posizione diversa da quella di servizio e di interrompere l'eccitazione del relé F, d'onde temporizzazioni ed allarmi in azione.

4.3. - Allarme per superamento del minimo

Questo tipo di allarme si manifesta in seguito ad una eccessiva lenta diminuzione della tensione V_p che renderebbe impossibile l'intervento dell'allarme differenziale. La tensione prelevata dall'avvolgimento 6-7 di TR_4 è raddrizzata dal diodo D_3 e successivamente ricondotta ad un valore V_m tramite la resistenza R_9; questa tensione è quindi proporzionale a V_p.

Il transistore T_3 è, in funzionamento normale, sbloccato mentre l'avvolgimento E_2 del relé E è eccitato. La tensione V_m fornisce la polarizzazione a T_3, per cui se essa diminuisce il transistore risulterà bloccato. In tal caso, l'eccitazione di riposo di E_2 si interrompe e tutto funziona esattamente come per gli allarmi precedenti.

Per esigenze di chiarezza espositiva, non abbiamo indicato, nello schema riportato, il senso delle suddette eccitazioni, ma è chiaro che occorre rispettare in maniera assoluta tale senso per comprendere il funzionamento del sistema.

Infine, il potenziometro P_{20} consente di regolare al valore opportuno la tensione di interdizione del transistore T_3.

4.4. - L'eccitazione delle temporizzazioni e degli allarmi

Per riassumere, diremo che il relé E del tipo a tre avvolgimenti risulta eccitato in permanenza da E_2, salvo in caso di allarme per superamento del massimo.

L'effetto di tale eccitazione si trova annullato da una eccitazione in senso inverso di E_1, allorché si manifesta un allarme differenziale o per superamento del massimo.

Quando il contatto E si trova in posizione « servizio », gli effetti relativi agli avvolgimenti di eccitazione E_2 ed E_3 si controbilanciano. Dunque, se E è nella posizione di « allarme I », l'eccitazione dovuta ad E_3 è mancante per cui E può unicamente passare in posizione di « allarme II » se E_1 risulta eccitato. Sebbene tutto ciò possa sembrare particolarmente complesso, contribuisce ad attribuire al dispositivo di sorveglianza una assai grande facoltà di adattamento alle più diverse condizioni di funzionamento.

5. - ESEMPIO DI PROTEZIONE DI UNA CASSAFORTE

Sebbene non si tratti di un esempio estremamente rappresentativo, tuttavia lo studio di un sistema di protezione adottato per una cassaforte può essere esteso non solo, ovviamente, ad un gruppo di diverse casseforti, ma anche alla protezione di qualsiasi oggetto metallico quale scrivanie, armadi, classificatori, ecc. poiché, come abbiamo precedentemente accennato, l'oggetto sottoposto a protezione costituisce in questo caso esso stesso l'elettrodo del sistema di sicurezza. Lo schema generale dell'installazione è il seguente (fig. 6).

La cassaforte, isolata elettricamente dalle pareti e dal suolo, è collegata al punto centrale di una configurazione circuitale a stella costituita dai condensatori C_a e C_m (contenuti nella scatola di derivazione) e dalla capacità C_e esistente fra le pareti della cassaforte e la terra. Poiché C_a e C_m formano un divisore di tensione, se C_e subisce una variazione in seguito all'avvicinamento di una persona, la capacità esistente fra a e m varia di conseguenza determinando l'alterazione della condizione di equilibrio del ponte di Sauty. Le capacità fra a o m e la terra, opportunamente compensate in sede di messa a punto dell'intero sistema elettronico, non hanno invece alcun effetto.

Conseguentemente al fatto che in questo caso l'oggetto da proteggere è unico (la sola cassaforte appunto), nel ramo b-m del ponte sono stati inseriti dei condensatori aggiuntivi di compensazione sottomessi alle identiche variazioni climatiche subite da C_a e da C_m e destinati ad equilibrare il ponte di Sauty. Detti condensatori sono sistemati nella scatola di bilanciamento che è naturalmente inutile nel caso in cui, per esempio, si debba proteggere un numero pari di casseforti.

Lo squilibrio del ponte di Sauty viene rilevato quando una persona si avvicina a circa 2 metri dalla cassaforte; in tal caso viene lanciato l'allarme, a meno che non si tratti di qualche persona autorizzata la quale avrà precedentemente composto la combinazione del commutatore a segreto.

Un semplice filo teso di fronte ed al centro della porta di questa camera bl'ndata in unione a due elettrodi situati ai due lati, è sufficiente per garantire una sorveglianza efficace del complesso.

6. - PROTEZIONE DI AREE ESTERNE

Il problema consiste nel rilevare qualsiasi tentativo di intrusione entro una determinata superficie. La soluzione consiste nell'utilizzare degli elettrodi tesi orizzontalmente fra degli isolatori (fig. 7). Una griglia sistemata sia all'interno che all'esterno basterà per impedire l'avvicinamento di piccoli animali la cui presenza potrebbe provocare l'eccitazione di un falso allarme, mentre una opportuna sistemazione del suolo sottostante avrà lo scopo di evitare la crescita di erba e di cespugli, consentendo inoltre di rimuovere eventualmente la neve. Il contenitore dei circuiti elettronici ed i vari dispositivi annessi sono collocati al riparo e non troppo lontano, in modo che la lunghezza del cavo coassiale che reca l'energia HF non superi i 40 metri al massimo.

A seconda dei casi, si impiegano dei complessi a comando locale oppure centrale. In quest'ultimo caso, il dispositivo di sorveglianza può essere completato da un impianto di televisione a circuito chiuso.

L'impianto comprende normalmente cinque elettrodi simmetrici, il più alto dei quali è situato a circa 2 metri dal suolo. Si ottengono in questo modo quattro campi elettrici simmetrici rispetto a due assi, uno verticale e l'altro orizzontale, di polarità e fase differente.

L'ampiezza della base, pari a circa 5 metri, rende assai difficile la scalata del recinto con dei mezzi usuali quali scale o ponteggi ed obbliga al ricorso di sistemi assai più impegnativi che se sono anche reperibili, sono rumorosi ed assai lenti. Tutto ciò comporta una sensibile riduzione del personale addetto alla sorveglianza.

Gli elettrodi inferiori devono essere posti a circa 25 cm dal suolo; se il recinto dovesse attraversare un corso di acqua sarà necessario prevedere l'impiego di un ostacolo meccanico, per esempio una grata, onde impedire eventuali attraversamenti a nuoto. Naturalmente nel corso dell'installazione degli elettrodi si dovranno prendere altre precauzioni variabili a secondo del particolare tipo di installazione; la fig. 7 illustra ovviamente una delle tante installazioni possibili. Un solo complesso elettronico permette la sorveglianza di un perimetro di circa 80 m; per distanze superiori occorrerà aumentare il numero dei complessi utilizzabili.

7. - PROTEZIONE DI UN MURO DI CINTA ALL'APERTO

Quest'ultimo esempio concerne la protezione del muro di cinta di uno stabilimento penale contro... la fuga dei detenuti. Se è vero che la maggior parte delle prigioni sono, in realtà, concepite per evitare qualsiasi tipo di evasione, è altrettanto vero che esistono numerosi stabilimenti carcerari che racchiudono nel proprio recinto dei laboratori o degli uffici amministrativi ove i detenuti lavorano, spesso a stretto contatto ed in collaborazione con il personale esterno. Ora capita, specialmente nel caso di stabilimenti di pena di costruzione non troppo recente, che queste officine siano state edificate all'esterno dell'edificio carcerario vero e proprio, sebbene, ben inteso, all'interno del perimetro delimitato dal muro, che circonda gli edifici disciplinari.

Quando capita che i tetti delle officine in cui lavorano i detenuti giungano all'altezza di questo muro di cinta, una abbastanza facile occasione di fuga si offre naturalmente ai prigionieri. Da ciò appunto è determinata, almeno in parte, la necessità di un efficace sistema di protezione e di allarme.

Durante lo studio e la realizzazione di quest'ultimo, bisogna tener conto del fatto che i detenuti proverebbero sempre il desiderio di far funzionare i dispositivi di allarme per creare falsi allarmi, il che porterebbe, fra l'altro, a ridurre l'efficacia del personale di sorveglianza, e la fiducia del medesimo nei confronti dei dispositivi.

Uno studio approfondito dei luoghi permette in ogni caso di determinare lo schema di installazione da impiantare; secondo i casi, si preferirà l'adozione (fig. 8) di elettrodi fissati alla sommità del muro di cinta mediante dei supporti isolanti (*a*); eventualmente si potrà adottare un paletto (*b*), od anche li si potrà disporre lungo una rete metallica opportunamente collegata a massa (*c*); infine si potrà anche montarli immediatamente al di sotto dell'orlo superiore del muro di cinta (*d*). Poiché quest'ultimo potrebbe, conseguentemente a cambiamenti atmosferici, divenire più o meno conduttivo, è una buona precauzione quella di adottare una schermatura al di sotto degli elettrodi. Un'altra importante precauzione consiste nell'installare una protezione contro il fulmine e nel tener lontani i rami degli alberi almeno 3 metri.

Ogni complesso elettronico consente la sorveglianza di circa 60 metri ed è collegato agli elettrodi tramite un cavo coassiale per HF. La distanza fra i supporti degli elettrodi è compresa normalmente fra 3 o 4 metri. Questa installazione è prevista per un funzionamento continuativo durante il giorno e la notte; l'eccitazione del dispositivo di allarme provoca simultaneamente l'azionamento di un gruppo di riflettori o l'attivazione di un impianto di TV in circuito chiuso i cui monitor sono installati nel locale centrale di sorveglianza.

A

dott. ing. Paolo Quercia

La trasformazione analogico - digitale Principi elementari*

La trasformazione analogico - digitale valendosi appunto di tecniche analogiche e digitali, consiste nel determinare una grandezza analogica sottoforma digitale. In altre parole è necessario misurare una grandezza ed esprimere tale misura sottoforma digitale. Misurare una grandezza significa fare il confronto con una unità campione.

La trasformazione analogico - digitale risulta appunto da un confronto. Lo schema di principio è quello di fig. 1.

Tabella 1 - Sistemi di conversione analogico - digitale simultanei.

1) Sistemi simultanei con dispositivo di coincidenza (amplificatore operazionale con trigger di Schmitt).
2) Sistemi simultanei a soglia con gruppo di coincidenza (diodi zener, diodi tunnel).
3) Sistemi simultanei con tubo a raggi catodici.

1. - CONCETTI FONDAMENTALI

I convertitori analogico digitale sfruttano essenzialmente una tecnica di confronto.

Una grandezza, di valore non noto sotto forma analogica, viene confrontata con un'altra grandezza analogica di cui però è conosciuto il valore sotto forma digitale. Se la grandezza non nota risulta uguale a quella nota, verificata l'eguaglianza, si ha anche la sua espressione digitale della prima.

1.1. - Estensione delle misure

Per ogni grandezza analogica da misurare è necessario avere una grandezza analogica conosciuta ed effettuarne il confronto. Evidentemente le grandezze da misurare possono avere infiniti valori e quindi in numero infinito devono essere le grandezze note con le quali effettuare il confronto.

Non si effettua in tal modo nessun errore nella misura.

Un convertitore analogico digitale contenente infinite grandezze analogiche conosciute non è tuttavia praticamente realizzabile. Per contenere in un valore finito il numero delle grandezze analogiche conosciute si ricorre alla « quantizzazione » del campo di estensione dei valori delle grandezze da misurare (figura 3). Quantizzare significa ridurre ad un valore finito il numero delle grandezze analogiche conosciute con cui si misura la grandezza analogica sconosciuta; il numero infinito di grandezze analogiche conosciute viene ridotto ad esempio a p. Tali p grandezze analogiche conosciute sono quelle con cui si misura (si effettua il confronto) la grandezza analogica sconosciuta. Le p grandezze analogiche conosciute differiscono l'una dall'altra di un valore uguale detto « quanto ».

* *Elektronik*, ottobre 1965, pag. 308.

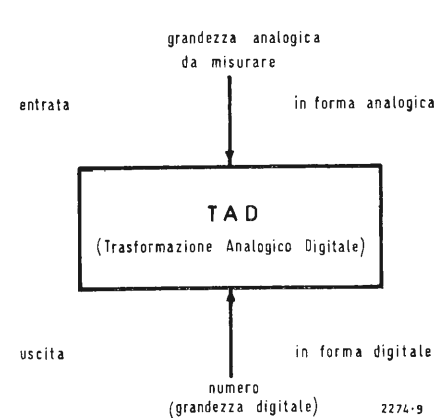



Fig. 1 - Schema di principio di un convertitore analogico - digitale.

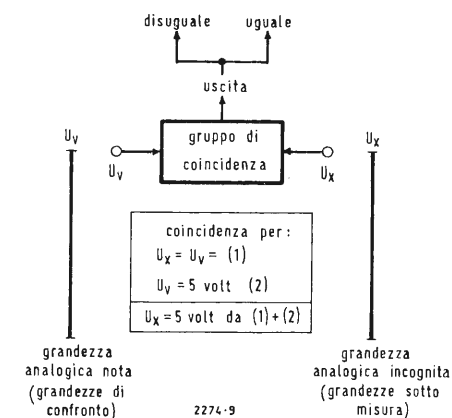



Fig. 2 - Il sistema di confronto.

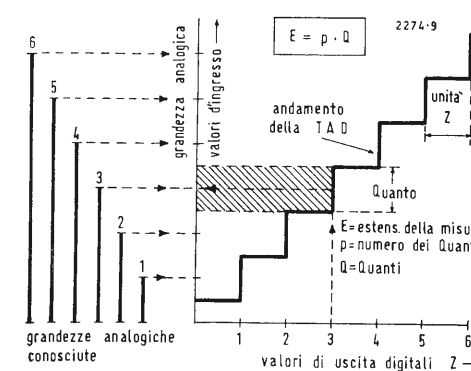



Fig. 3 - Grandezze analogiche di confronto (a sinistra) e andamento della trasformazione (a destra).

1.2. - Il Quanto

Si definisce anche « quanto » la più piccola unità misurabile delle grandezze analogiche ed è dato dalla più piccola delle grandezze analogiche conosciute con cui si effettua il confronto con la grandezza analogica da misurare (sconosciuta) (valore 1 di fig. 3 a sinistra)

Le infinite grandezze analogiche sconosciute che si possono misurare con tale grandezza conosciuta 1, sono comprese nel campo $1 \pm \frac{1}{2}$. Quindi tutte le grandezze analogiche (in numero infinito) sconosciute comprese nel campo fra 0,5 e 1,5 vengono confrontate con la grandezza analogica conosciuta 1 e forniscono un valore digitalizzato che compete a tale grandezza analogica conosciuta (ad esempio 1).

Con il passo di quantizzazione scelto si ottiene un errore massimo di $\pm \frac{1}{2}$ quanto. La grandezza di un quanto è determinata dalla precisione con cui si vuole effettuare la misura. Ad esempio si vuole ottenere una precisione G dell'$1^0/_{00}$, cioè $1/1000$ nel campo di misura E.

Il campo di misura E deve essere quindi esplorato con $p = 1000$ quanti.

Se $E = 10$ V il quanto dovrà essere di grandezza Q:

$$Q = \frac{\text{Estensione della misura } E}{\text{Numero dei quanti } p} = \frac{10 \text{ V}}{1000} = 10 \text{ mV}.$$

Con 1000 quanti sono disponibili per il confronto 1000 grandezze conosciute.

1.3. - Schematizzazione della conversione A-D

La relazione tra grandezze in entrata analogiche u_x e quelle in uscita digitali del convertitore analogico digitale *A-D* è riportata nella schematizzazione di fig. 3 a destra.

Una schematizzazione di un intero gruppo di grandezze analogiche note differenti l'una dall'altra di un quanto è quella di fig. 4.

Fig. 4 - Gruppo delle grandezze di confronto.

2. - I DUE PROCEDIMENTI FONDAMENTALI

2.1. - Procedimento simultaneo

Le p grandezze analogiche note devono essere, per trovare la coincidenza, confrontate contemporaneamente con la grandezza analogica sconosciuta u_x da misurare. Per una precisione di $1^0/_{00}$ sono necessari 1000 dispositivi di confronto.

Un convertitore *A-D* con confronto simultaneo risulta complesso e quindi caro. Tuttavia, spesso non è necessario effettuare contemporaneamente il confronto fra la grandezza u_x sconosciuta e le p grandezze analogiche note. Il procedimento di confronto serie permette di usare un solo apparato di confronto.

2.2. - Procedimento serie

Adottando tale sistema è necessario solamente un solo apparato di confronto e al posto del gruppo di grandezze analogiche note per effettuare il confronto (numero determinato dalla precisione della misura, fig. 4) una sola grandezza nota delle dimensioni di un quanto 1.

La grandezza nota u_v con cui si confronta e si verifica la coincidenza con la grandezza analogica sconosciuta u_x, viene costruita successivamente partendo dal quanto Q di valore 1 ed è formata da p quanti.

Il sistema descritto (fig. 5) viene detto « in serie » perché la coincidenza viene ottenuta per confronti successivi.

3. - ESTENSIONE DI DUE PRINCIPI FONDAMENTALI

Il procedimento di conversione *A-D* tipo serie con una sola grandezza di confronto nota ed un solo apparato di confronto, come anche il procedimento simultaneo con p grandezze note e p apparati di coincidenza sono suscettibili di molte estensioni e variazioni (fig. 6 sinistra e destra).

Nel sistema serie il numero dei passi successivi di coincidenza può essere diminuito da p ad n.

Nel sistema simultaneo il numero dei passi di coincidenza può essere elevato da 1 ad n (fig. 6). n è il numero delle cifre binarie, cioè bit.

Quando $s = n$ i due sistemi non sono suscettibili di variazioni.

4. - SISTEMA A COINCIDENZA SIMULTANEA A (s = 1; v = p)

A parte le riserve fatte in precedenza sul costo, il sistema a coincidenza simultanea può essere realizzato con gli attuali gruppi base usati nella tecnica digitale (fig. 7).

Il numero dei gruppi di coincidenza è uguale alle p grandezze analogiche di confronto. La tensione analogica incognita è presentata contemporaneamente ai p gruppi di coincidenza. Un gruppo di coincidenza fornisce un'uscita quando la tensione analogica di confronto u_v è uguale o maggiore della ten-

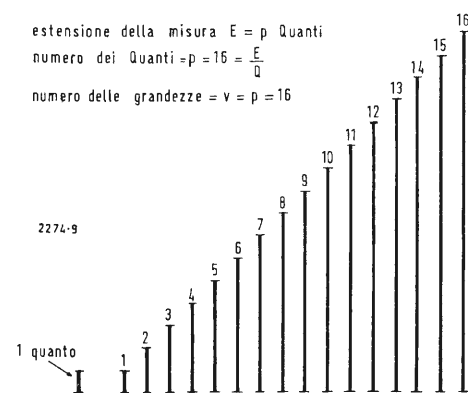
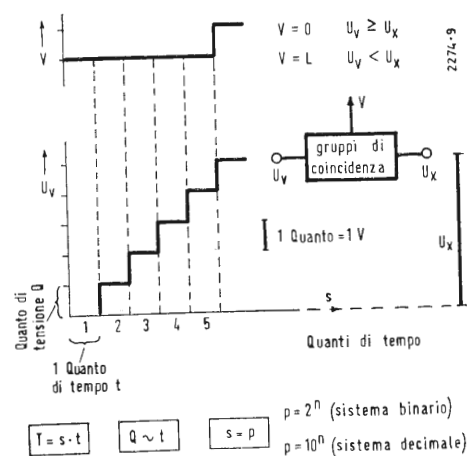



Fig. 5 - Costruzione delle grandezze di confronto: Q = quanto di tensione; t = quanto di tempo, durata di un passo; s = numero dei passi; p = numero dei quanti di tensione; T = tempo necessario per la conversione, tempo di misura. Nel sistema decimale si ha la relazione $p = 10^m$; nel sistema binario $p = 2^n$.

sione sotto misura u_x. Risulta quindi che forniscono un'uscita tutti i gruppi di coincidenza ai quali si presenta una tensione di misura u_x maggiore o uguale ad u_v.

Il gruppo di coincidenza nel quale la tensione di riferimento risulta più vicina a quella sotto misura viene determinato con l'aiuto di un circuito logico.

Questo gruppo di coincidenza stabilisce nel convertitore *A-D* l'uscita digitale corrispondente.

Nella tabella 1 sono riportati alcuni tipi di convertitori analogico-digitali nelle loro molteplici varianti.

4.1. - Sistema simultaneo con più scale di coincidenza (s > 1; v < p)

Il costo di un sistema a coincidenza simultanea può essere diminuito costruendo due o più scale delle grandezze analogiche note.

Facciamo un esempio:

Precisione $G = 1\%$, numero dei quanti

$$p = \frac{1}{G} = 100.$$

Con un sistema a coincidenza simultaneo classico sarebbero necessarie $v = 100$ grandezze 1, 2, 3... fino a 100.

Il sistema *A-D* possiede una sola scala delle grandezze analogiche note necessarie per il confronto con la grandezza incognita. Consideriamo le grandezze analogiche note distribuite in due scale:
10, 20, 30... 90 prima scala,
1, 2, 3... 9 seconda scala.

La grandezza analogica incognita u_x viene confrontata una prima volta simultaneamente con le nove grandezze note 10, 20, 30.. 90 della prima scala. Il risultato della coincidenza viene immagazzinato. In un successivo confronto la grandezza incognita u_x viene confrontata con le grandezze note 1, 2, 3... 9 della seconda scala, tenendo conto naturalmente del risultato immagazzinato del primo confronto. Il confronto, fra la grandezza incognita u_x e le grandezze note della prima scala e successivamente con le grandezze della seconda, avviene in serie. Nell'ambito di ogni singola scala il confronto avviene simultaneamente.

Nell'esempio citato per ottenere la precisione $G = 1\%$, è sufficiente avere $v = 2 \cdot 9 = 18$ grandezze analogiche conosciute e 18 gruppi di coincidenza, mentre adottando il sistema classico è necessario avere $v = 100$ grandezze analogiche conosciute e 100 gruppi di coincidenza.

Ci possono essere ulteriori variazioni nel sistema di trasformazione *A-D*.

Nel sistema precedentemente descritto i quanti di valore più grande appartenenti alla prima scala sono 10 volte più grandi dei quanti della seconda scala.

Si possono costruire scale che differiscono l'una dall'altra esattamente del doppio. Una scala è costruita da quanti le cui grandezze sono due volte maggiore dei quanti della scala precedente.

Tutte le scale, aventi quindi come base fondamentale il quanto più piccolo (la cui grandezza dipende dalla precisione con cui si vuol fare la misura) differiscono l'una dall'altra del fattore 2; sono distribuite quindi secondo un codice binario (fig. 6, centrale).

Le varie scale sono applicate, nel confronto con la grandezza incognita u_x, in serie ed è necessario, per la loro costruzione, un solo quanto base. Il sistema descritto prende il nome di «sistema pesato» (fig. 6, centrale). Le grandezze dei quanti sulle varie scale sono distribuite con le potenze di 2, cioè $2^0, 2^1, 2^2, \dots 2^{n-1}, 2^n$, secondo un sistema binario rappresentante anche il codice della numerazione.

Fig. 6 - Suddivisione dei sistemi di conversione.

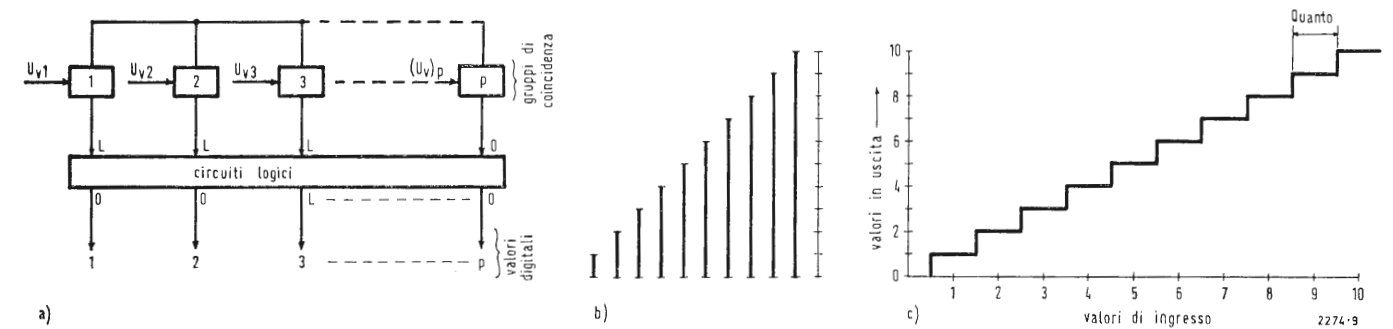



Fig. 7 - Sistema simultaneo con p gruppi di confronto: *a*) disposizione di principio; *b*) andamento della trasformazione per $p = 10$ e $Q = 1$; *c*) tensioni costituenti la scala di confronto.

Tabella 2 - Sistemi di numerazione.

1) Quanti di tempo.
1.1. - Sistema con tensione a dente di sega.
1.2. - Sistema con tensione a gradini senza convertitore.
1.3. - Sistema con tensione a gradini senza convertitore.
1.4. - Sistema con tensione a gradini.
1.5. - Sistema con condensatore di carica.
1.6. - Sistema a tempo di caduta con induttanza su nucleo.
1.7. - Sistema con differenziazione di impulsi.
2) Quanti di frequenza. Convertitore. Tensione. Frequenza/Converitore. Tensione continua. Impulso.
2.1. - Sistema con integratore.
2.2. - Sistema con multivibratore.
2.3. - Sistema con oscillatore eccitato per tensione.
2.4. - Sistema con oscillatore eccitato in corrente.

5. - SISTEMA A COINCIDENZA IN SERIE

5.1. - Sistema a coincidenza in serie con un singolo gruppo di coincidenze e vari tipi di conteggio dei passi nelle scale dei quanti (v = 1; s = p)

In alcuni sistemi a coincidenza in serie non vengono contati i quanti che portano alla coincidenza con la grandezza analogica incognita u_x.

Vengono contati i quanti di tempo necessari per ottenere una grandezza analogica conosciuta u_v coincidente con quella sconosciuta (da misurare) u_x.

Oppure per portare a zero la tensione incognita u_x.

Il funzionamento può essere così riassunto: la tensione incognita u_x viene trasformata in un tempo T ad essa proporzionale. Tale grandezza temporale viene determinata dal conteggio del numero dei quanti temporali necessari ad eguagliare l'intervallo di tempo T dato dalla tensione incognita u_x.

Oltre alla misura di tempo si può effettuare la trasformazione *A-D* tramite il conteggio di altre grandezze. Sono adoperati ad esempio sistemi basati sulla misura della frequenza. Ogni quanto di tensione è un quanto di frequenza, cioè un'oscillazione od un impulso.

Si possono suddividere i sistemi basati sui principi esposti in due gruppi (tabella 2):

1°) Convertitori *A-D* con quanti di tempo;

2°) Convertitori *A-D* con quanti di frequenza.

Nelle applicazioni si hanno molte varianti nell'ambito dei due gruppi citati. Frequentemente la tensione di riferimento u_v ha la forma a dente di sega ed anche a gradini. L'aumento della tensione di riferimento ad ogni passo di conteggio avviene non continuamente, ma per successivi quanti.

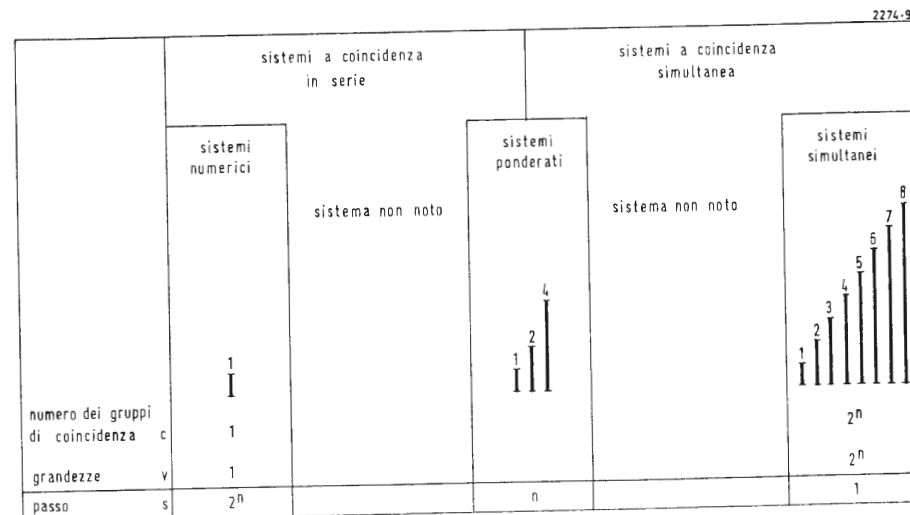
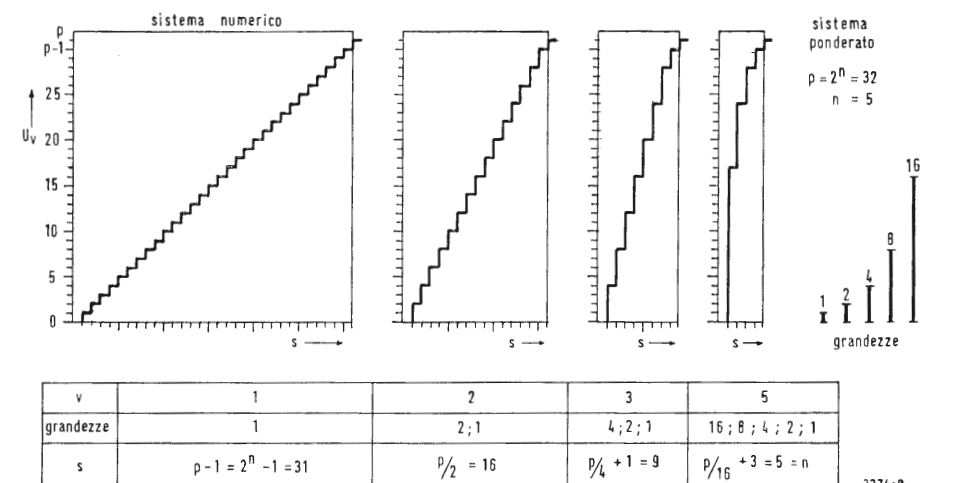



Fig. 8 - Sistema di confronto in serie. Varie disposizioni della tensione u_v con diversi sistemi di misura: v = numero delle grandezze di un sistema di misura; s = numero massimo dei passi di confronto.

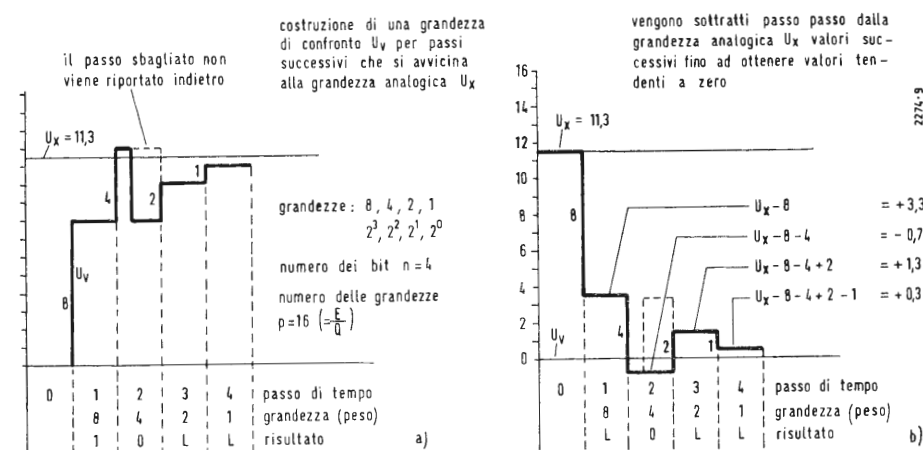



Fig. 9 - Metodo ponderato: *a*) costruzione della tensione di confronto; *b*) costruzione della tensione di coincidenza per sottrazione.

Tabella 3* - *Sistema ponderato con programma.

1.1. - Sistema ponderato con programma e con circuito di regolazione. (Pesata senza cambiamento della grandezza di misura).
1.2. - Sistema ponderato con programma e senza circuito di regolazione. (Pesata con cambiamento della grandezza di misura, es. Capcoder).
2) Sistema ponderato senza programma.
1) Sistema ponderato con programma.

Nei sistemi con tensione di riferimento a scala la tensione è quantizzata direttamente, mentre nei sistemi a dente di sega la tensione è quantizzata nel tempo.

5.2. - Metodo di coincidenza in serie con scala di conteggio o ridotta ($v > 1$; $s < p$)

Sono usati sistemi che permettono di ridurre il numero dei passi di conteggio. In fig. 8 le varie unità di confronto sono costruite con diverse grandezze. Non è possibile una estensione, nel sistema in serie, quanto la più grande grandezza di confronto ha le dimensioni $p/2$. Si adottano quindi le grandezze disposte secondo le potenze di 2: 2^0, 2^1, 2^2, ... 2^{n-1} (fig. 8 a destra).
Tale disposizione è analoga a quella « ponderata » del metodo simultaneo (fig. 6).

6. - METODO « PONDERATO »

Nel sistema « ponderato » le varie grandezze analogiche note, distribuite secondo un sistema binario, partendo da un'unica grandezza base, servono a costruire la tensione di confronto u_v (figura 9). La tensione incognita u_x viene confrontata nell'apparato di coincidenza.
In fig. 9*a* è riportata la costruzione passo passo della tensione di confronto u_v; nel secondo passo u_v sorpassa la grandezza u_x. Vi possono essere due modi per correggere l'errato valore raggiunto nel secondo passo:
1°) Il valore troppo grande della grandezza 4 viene riportato indietro (linea intera).
2°) Il valore troppo grande della grandezza 4 non viene riportato indietro. Nel successivo passo però la grandezza 2 non viene aggiunta al valore u_v raggiunto in quel momento, bensì sottratto.
In fig. 9*b* è riportato un sistema in cui la coincidenza viene ottenuta per sottrazione partendo dal valore della grandezza incognita u_x.
In tale figura, nel secondo passo è sottratta una grandezza il cui valore è eccessivamente grande. La grandezza eccessiva può essere corretta secondo i due modi descritti precedentemente.
Nella tabella 3 è riportato un riassunto dei vari tipi di trasformazione analogico-digitale ponderata. I sistemi di trasformazione analogico digitale ponderata possono differire nei circuiti aventi o meno un programma. Nel caso di circuiti con programma vi è un'altra suddivisione secondo che nei circuiti è compresa o meno una catena di regolazione.
Nei convertitori con programma e catena di regolazione il convertitore analogico - digitale è compreso sulla catena di regolazione. Il convertitore *D-A* fornisce un numero corrispondente al valore della tensione presentata. Il programma permette di regolare il passo opportuno, mediante un opportuno circuito di cadenza ed un circuito logico.

7. - CONCLUSIONE

Sono stati descritti vari tipi di convertitori analogico digitali nei loro principi informatori. I vari metodi di trasformazione comprendono sistemi da uno a *p* passi di lettura.
Il prodotto del numero dei passi *s* e del tempo *t* per effettuare un singolo passo fornisce il tempo *T* della trasformazione analogico digitale
$T = s \cdot t$.
Il tempo *t* è determinato dalla velocità di lavoro dei vari elementi circuitali. La relazione riportata permette di scegliere in ogni caso il convertitore adatto.
A

Franco Soresini

Algebra booleana e circuiti logici (parte 5)

5. - RAPPRESENTAZIONE ELETTRICA DEI CIRCUITI LOGICI

Tutte le proprietà caratteristiche dell'algebra booleana, attribuiti opportuni significati fisici ai suoi simboli, si traducono in altrettante varietà relative a particolari *elementi logici* di commutazione.
Effettuando tale attribuzione con riguardo ai circuiti costituiti da contatti elettrici, normalmente si assegna il significato di:

1 al circuito chiuso
0 al circuito aperto.

Sono però possibili attribuzioni differenti che citiamo a titolo informativo.
A priori, sono possibili quattro tipi di algebra, perchè possiamo distribuire per postulato i simboli e le operazioni nelle quattro combinazioni possibili indicate in tabella 9.
Ciascuno di questi quattro tipi di algebra possibili ha uno sviluppo logico ed operazioni elementari, alcune delle quali non corrispondono fra di loro, nè all'algebra ordinaria.
Le proposizioni fondamentali risultano dalla tabella 10, come si può facilmente constatare ricorrendo a circuiti a contatti.

L'algebra del primo tipo è quella di *Shannon*, quella del secondo tipo *non* è solitamente *utilizzata*, quella del terzo tipo è applicata da *Montgomery*, quella del quarto tipo è applicata da *Schawb* ed altri.
Tutte queste quattro algebre hanno le seguenti proposizioni in comune:

$$1 + 1 = 1$$
$$0 + 0 = 0$$
$$1 \cdot 1 = 1$$
$$0 \cdot 0 = 0$$

Quindi tutte queste quattro algebre hanno le proposizioni:

$$1 + 1 = 1$$

diversa da quella dell'algebra ordinaria.
Le algebre II e III hanno due proposizioni che non seguono le regole normali:

$$1 + 0 \text{ oppure } 0 + 1 \text{ e}$$
$$1 \cdot 0 \text{ oppure } 0 \cdot 1$$

Le algebre I e IV hanno, invece, tutte le altre proposizioni eguali a quelle dell'algebra ordinaria.
Si potrebbe seguire una qualunque delle quattro algebre booleane indicate; seguendo, però, la linea di *Higonner e Grea* viene *utilizzata normalmente* la algebra del tipo IV detta di *Schawb*.
Con questa algebra si hanno quindi i seguenti significati:

Tabella 9

TIPO DI ALGEBRA	I	II	III	IV
Circuito chiuso (cond. vero)	0	0	1	1
Circuito aperto (cond. falso)	1	1	0	0
Collegamento in serie	+	·	+	·
Collegamento in parallelo	·	+	·	+

Tabella 10

TIPO DI ALGEBRA		I	II	III	IV
1 + 1	=	1	1	1	1
1 + 0 oppure 0 + 1	=	1	0	0	1
0 + 0	=	0	0	0	0
1 · 1	=	1	1	1	1
1 · 0 oppure 0 · 1	=	0	1	1	0
0 · 0	=	0	0	0	0

Fig. 19 - Somma

Fig. 20 - Prodotto

Fig. 17

circuito aperto = 0
circuito chiuso = 1
Colleg. in serie = ·
Colleg. in parallelo = +

Un circuito chiuso corrisponde ad un contatto elettrico ideale (ma potrebbe essere benissimo, come vedremo, un relè, una valvola elettronica, un transistore, un diodo, un nucleo magnetico di ferrite a ciclo di isteresi rettangolare o, in generale, un elemento fisico capace di assumere *due stati distinti*). In un certo istante può essere soltanto *aperto* o *chiuso*, cioè può permettere o non può permettere il passaggio della corrente e quindi può essere considerato un *elemento a due posizioni.*

Più in generale, una rete elettrica può permettere o non permettere il passaggio della corrente, cioè può essere soltanto o aperta o chiusa, in dipendenza dei contatti che la compongono.

Contatto aperto = 0 Contatto chiuso = 1

Dunque, una rete di contatti — fra due morsetti — può essere considerata un elemento a due indicazioni e può essere rappresentata mediante un solo contatto che risulti aperto, oppure chiuso, sotto condizioni analoghe a quelle imposte alla rete.

Allo stesso modo, una *proposizione* (non priva di senso) della logica matematica, può essere solo *vera o falsa* — senza ambiguità — essendo la sua verità o falsità una funzione della verità o falsità delle sue parti.

È così possibile istituire una analogia fra reti di contatti elettrici e proposizioni della logica.

La condizione *chiuso* si può paragonare alla condizione *vero*

La condizione *aperto* si può paragonare alla condizione *falso.*

Il progetto di una rete di contatti che abbia un certo comportamento viene allora associato al problema logico di sintetizzare una proposizione da singole proposizioni vere, oppure false, e lo stato dei vari contatti che compongono la rete si può paragonare alla verità o falsità delle varie parti della proposizione.

Ad esempio, due proposizioni A e B si possono sintetizzare in 16 modi distinti, per ottenere una nuova proposizione C, la cui verità o falsità è in funzione della verità o falsità di A e di B.

In particolare:

C è vera se, *e solo se*, A è vera *o* B è vera.

C è vera se, *e solo se*, A è vera *e* B è vera.

Nel primo caso si può dire che:

C è falsa se, *e solo se*, sono false A e B e nel secondo caso:

C è falsa se, *e solo se*, è falsa *una almeno* delle due proposizioni A e B.

Cerchiamo di utilizzare questi primi risultati in termini di circuiti elettrici.

Collegamento in parallelo = Somma logica = Condizione: O (*OR* oppure *OU*)

C è chiuso se, *e solo se*, A è chiuso oppure B è chiuso (*O* quando sono chiusi entrambi)

Ai capi di due interruttori collegati in parallelo, uno dei quali sia chiuso, si ha un circuito chiuso, qualsiasi sia la posizione dell'altro interruttore. Si può attuare la seguente raffigurazione:

Somma

Prodotto

Collegamento in parallelo = Prodotto logico = Condizione: E (*AND* oppure *ET*)

C è chiuso se, *e solo se*, A è chiuso ed anche B è chiuso.

Se abbiamo due interruttori collegati in serie, uno dei quali è aperto, il circuito è aperto, qualsiasi sia la posizione dell'altro interruttore.

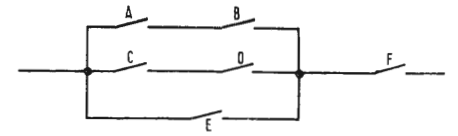
Fig. 18

Fig. 23

Fig. 21

Fig. 22

Fig. 24 Fig. 25 Fig. 26

Fig. 27

Si può attuare la raffigurazione:

Invertitore = Negazione o Complementazione = Condizione:

NO (*NOT* oppure *PAS*)

L'operazione di negazione consiste nel derivare da una proposizione A, una proposizione C, tale che:

C sia *vera* se A è *falsa*

C sia *falsa* se A è *vera.*

La proposizione C può quindi indicarsi con $\overline{A}$

Ricordiamo che: $A + \overline{A} = 1$ e $A \cdot \overline{A} = 0$

Dato un interruttore, possiamo ad esso associare una variabile che avrà il valore:

1, se l'interruttore stabilisce la continuità nel circuito ove è inserito,

0, se dà luogo ad una interruzione.

A tale contatto, possiamo associarne un altro, ad esso meccanicamente collegato, ma ad azione contraria e tale, cioè, che quando il primo stabilisce la continuità nel circuito ove è inserito, il secondo la interrompe, e viceversa.

Ai due interruttori così collegati possiamo attribuire due variabili:

$$A \text{ e } \overline{A}$$

in relazione di negazione.

Avremo allora:

$$\text{se } A = 1, \quad \overline{A} = 0$$
$$\text{e se } A = 0, \quad \overline{A} = 1$$

Si può attuare la seguente raffigurazione:

Esaminiamo ora una relazione più complessa

L'eguaglianza della espressione analitica corrisponde all'identità dei due schemi:

$C + (B \cdot A) = (C + B) \cdot (C + A)$

Se $C = 0$

la relazione diviene:

$0 + (B \cdot A) = (0 + B) \cdot (0 + A)$

che è sempre verificata ricordando la identità:

$$0 + B = B$$
$$\text{e } 0 + A = A$$

se invece $C = 1$

la relazione diviene:

$1 + (B \cdot A) = (1 + B) \cdot (1 + A)$

Tabella 11

SOMMA	PRODOTTO	S. MODULO 2	NEGAZIONE	INVERS. S.	INVERS. P.
unione o inclusione	coincidenza intersezione congiunzione	disgiunzione dilemma o esclusione	complement. inversione		
O OR OU VEL + V	E AND ET • ∩	AUT + U	NO NOT PAS $\overline{X}$	NOR T /	NAND ⊥ \
mescolatore Buffer Orgate	intersettore congiuntore Andgate condizion.	disgiuntore	negatore inversore complement.	operatore di Sheffer	operatore di Sheffer
A+B+C+.....	ABC.........	AB + AB	A $\overline{A}$	A B C....... $\overline{A+B+C.......}$	A B C....... $\overline{ABC.......}$
A B C A+B+C	A B C ABC	A B $A\overline{B}+\overline{A}B$	A $\overline{A}$	A B C $\overline{A+B+C}$	A B C $\overline{ABC}$

che è sempre verificata ricordando la identità:

$$1 + B = 1$$
e
$$1 + A = 1$$

Esaminiamo ora la relazione
Analogamente, si ha la seguente relazione, la quale è valida anche in algebra comune:

$$C \cdot (B + A) = (B \cdot C) + (A \cdot C)$$

facilmente verificabile.
Mediante i procedimenti indicati, è possibile rappresentare algebricamente qualsivoglia circuito.
Quello di fig. 26 corrisponde a:

$$[(A \cdot B) + (C \cdot D) + E] \cdot F$$

dove A, B, C, D, E, F, sono passibili di assumere i due soli valori 1 e 0.

6. - RAPPRESENTAZIONE GRAFICA DELLE RETI LOGICHE

6.1. - Simbologia degli operatori

Ciascuno dei circuiti fisici impiegato per realizzare uno degli operatori logici, viene chiamato *organo logico elementare* e generalmente, alla sua funzione viene aggiunto il prefisso *gate* equivalente a *porta*.
La tavola riassume le notizie ed i simbolismi per gli operatori elementari. Attualmente, in vista della esecuzione automatica degli schemi logici, si preferisce adottare un unico simbolo a scatola con la indicazione scritta del tipo di circuito.

6.2. - Reti logiche ad una uscita

Per progettare un circuito di commutazione devono essere note le funzioni aritmetiche che esso deve compiere. In base a tale conoscenza è possibile imporre le leggi secondo le quali i segnali presenti sulle uscite del circuito dipendono da quelli contemporaneamente presenti alle entrate. Così, ad esempio, la configurazione dei segnali presenti in uscita dovranno rappresentare correttamente, secondo le convenzioni fissate, i risultati di una operazione aritmetica eseguita sui numeri, convenzionalmente espressi dalle configurazioni di segnali entranti nel circuito.
Per semplicità ci riferiremo a circuiti aventi

n entrate ed una uscita.

Sarà allora possibile esprimere tabularmente la dipendenza desiderata della funzione in uscita dai segnali in entrata e fornire, così, i dati necessari per la sintesi di una funzione booleana di commutazione.
La formula algebrica booleana, esprimente la dipendenza funzionale desiderata, deve essere tradotta in un diagramma rappresentativo di una rete logica composta da organi logici elementari opportunamente interconnessi.
Una volta fissata la tecnica di realizzazione e definito il progetto dei singoli organi logici, si può usare tale schema di rete logica per determinare quali e quanti organi logici dei vari tipi debbano essere impiegati e come essi debbano essere interconnessi.
Occorre, anzitutto, esaminare singolarmente ciascuna delle n variabili che figurano nella formula booleana ed alle quali corrispondono le n linee di entrata della rete da costruire.
Se la generica variabile X_i non appare mai individualmente invertita, cioè nella forma $\overline{X}_i$ la linea di entrata corrispondente viene presa a costituire l'entrata di organi elementari di prodotto o di somma.
Se tale variabile appare, invece, esclusivamente nella forma $\overline{X}_i$, la linea corrispondente costituisce l'entrata di un organo di inversione e l'uscita di quest'ultimo viene presa a sua volta a costituire l'entrata di organi di somma e prodotto.
Se, infine, la variabile appare sia in forma diretta X_i che in forma inversa $\overline{X}_i$, la linea di entrata si biforca in due rami, in uno solo dei quali è interposto un organo di inversione.
Si considerano, quindi, le uscite degli organi logici di somma e di prodotto, aventi per entrata le variabili indipendenti o gli inversi di esse.
Tali uscite, a loro volta, vengono prese come entrate di altri organi logici di somma o di prodotto, essendo prima eventualmente invertiti, se così impone la relazione booleana data.
Il procedimento viene continuato fino alla costruzione della rappresentazione grafica dello stadio finale che ha per uscita il segnale rappresentativo della funzione assegnata.
Seguono alcuni esempi tratti dalle lezioni del Prof. Perotto e da quelle del Prof. Revoglio del Politecnico di Torino.
Sia, ad esempio, da realizzare il diagramma della rete logica rappresentativa della relazione booleana:

$$[(\overline{AB}) + (\overline{C + D}) + (E\,\overline{D})] \cdot F$$

Le 4 variabili A, B, C, E, non appaiono individualmente invertite nella espressione.
Le linee di ingresso corrispondenti vengono quindi direttamente usate come entrate:
dell'AND 1 di (AB), dell'AND 2 di $(E\overline{D})$ e dell'OR 1 di $(C + D)$.
La variabile D entra diretta:
nell'OR 1 di $(C + D)$
ed invertita da NO 1 nell'AND 2 di (ED)
L'uscita dell'AND 1 di (AB) viene invertita da NO 2
L'uscita dell'OR 1 di $(C + D)$ viene invertita da NO 3
L'uscita dell'AND 2 di $(E\overline{D})$ resta come è.
Queste tre uscite entrano in un OR 2 che esegue la somma logica dei tre termini fra parentesi.
Un AND 3, infine, esegue il prodotto logico fra questo ultimo OR 2 ed il segnale $\overline{F}$ ottenuto da un invertitore NO 4 in cui entra F.
L'uscita dell'ultimo AND 3 dà il segnale rappresentativo della funzione presa in esame.
Passiamo ora a studiare come realizzare il circuito capace di attuare la funzione somma modulo 2.

$$A\overline{B} + \overline{A}B$$

Esaminiamo ora il circuito capace di effettuare la funzione:

$$\overline{AB} \cdot (A + B)$$

6.3. - Uso dell'operatore di Sheffer tipo NOR

Vediamo ora come realizzare un circuito corrispondente a quello di figura 28 in termini NOR

$$A\overline{B} + \overline{A}B$$

Il circuito analogo di fig. 28 è costituito da: 2 Negatori, 2 moltiplicatori e 1 sommatore;
quello di fig. 30 è costituito da 6 elementi NOR
usa un elemento in più; ma semplifica il circuito ed i tipi di elementi in uso.

6.4. - Matrici di commutazione

Le così dette *matrici di commutazione* costituiscono una categoria di reti logiche ad uscite multiple.

Fig. 28

Fig. 29

Fig. 30

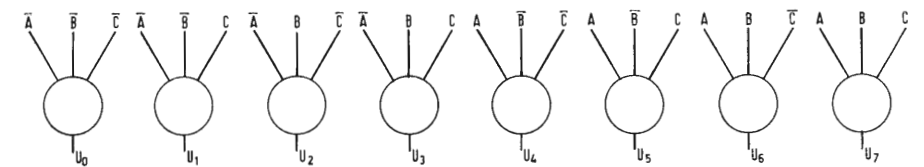



Fig. 31

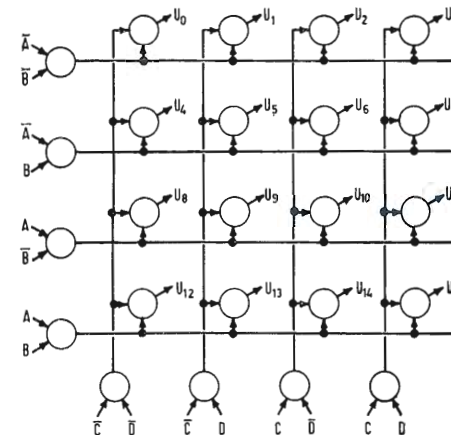



Fig. 32

Esse hanno n variabili in entrata di ciascuna delle quali è disponibile sia la forma diretta che quella inversa e 2^n uscite diverse di segnale, ed il loro funzionamento è caratterizzato dal fatto che solo una linea di uscita per volta può trasmettere un segnale uguale ad 1.
Più precisamente: esiste una corrispondenza biunivoca fra le 2^n possibili configurazioni dei segnali entranti e le 2^n uscite della rete, talchè è presente un segnale uguale ad 1 sulla linea di uscita i esima, quando, e soltanto quando le n variabili in entrata, assumono la configurazione i esima.
La sintesi di una matrice di commutazione può essere eseguita in modo ovvio, applicando a ciascuna delle uscite il procedimento di sintesi.
Le singole reti logiche relative a ciascuna uscita sono costituite da un solo organo di prodotto logico con n entrate: l'i esima entrata di tale organo è uguale a $\overline{X}_i$ oppure ad X_i, a seconda che la variabile X_i assuma il valore 0 oppure il valore 1 nella configurazione corrispondente.
La figura 31 rappresenta una matrice di selezione avente 6 entrate:

$$A,\ \overline{A},\ B,\ \overline{B},\ C,\ \overline{C},$$

ed 8 uscite, ciascuna delle quali trasmette un segnale rappresentativo di un 1 se, e solo se, le variabili A. B, C, assumono una data configurazione fra le 8 possibili.
Seguendo questo metodo di sintesi, nel caso generale di 2^n entrate e 2^n uscite, la matrice di commutazione comprenderà ovviamente

$$n\ 2^n \text{ entrate}$$

di organi logici di prodotto.
Questo tipo di realizzazione può essere convenientemente adottato purchè il numero delle variabili indipendenti non sia superiore a 3.
Già per il caso di 4 variabili indipendenti, conviene adottare la rete logica di fig. 32, che prevede l'impiego di solo 48 entrate di organi logici di prodotto, mentre nello stesso caso di 4 variabili indipendenti l'adozione di uno schema del tipo di quello di fig. 31 condurrebbe all'impiego di $4 \cdot 2^4 = 64$ entrate di organi logici di prodotto.
In generale, quando si hanno n variabili indipendenti che con le loro forme dirette ed inverse danno origine a $2n$ entrate, conviene dividere le variabili in due gruppi, con $n/2$ variabili in ogni gruppo se n è pari e con $(n - 1)/2$ e $(n + 1)/2$ variabili rispettivamente, se n è dispari.
Ogni gruppo di variabili è ulteriormente suddiviso in sottogruppi in modo simile e la suddivisione viene continuata, finchè in ciascun sottogruppo non ci sono più di 3 variabili.
I sottogruppi vengono, poi, combinati con disposizioni opportune di organi logici di prodotto a due entrate in modo facilmente deducibile per estensione del principio applicato in figura 32.
Il motivo per il quale i circuiti in esame vengono chiamati *matrici di commutazione* è che la rappresentazione dei loro diagrammi logici e talora anche la loro realizzazione fisica ricorda vagamente l'aspetto delle matrici matematiche.
Uno degli scopi per i quali vengono applicate le matrici di commutazione è quello di permettere la trasmissione di segnali, presenti in una data linea, soltanto su una fra certe 2^n diramazioni, che si dipartono da un certo punto della linea stessa.
A tale scopo è necessario disporre di 2^n organi di prodotto logico a due entrate: ad una entrata di ciascuno di essi è applicato il segnale proveniente dalla linea che deve essere smistata, all'altra entrata è applicata una delle uscite della matrice di commutazione impiegata.
Alternativamente, se la matrice ha la forma indicata in figura 32 si possono modificare i 2^n organi logici di prodotto, le uscite dei quali sono anche uscite della matrice, aggiungendo a ciascuno di essi una entrata alla quale è applicato il segnale da smistare.
Mediante matrici di commutazione è risolvibile in modo ovvio anche il problema inverso, cioè quello di inviare su una data linea di trasmissione, uno soltanto fra certi 2^n segnali disponibili su altrettante linee in arrivo.
La scelta del segnale da trasmettere, analogamente al caso precedente, viene fatta realizzando una data configurazione delle n variabili indipendenti di controllo.

6.5. - Circuiti bistabili

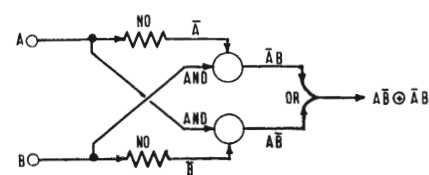
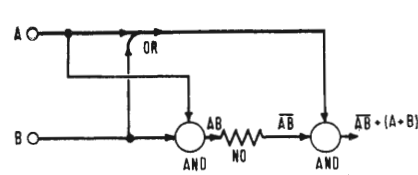
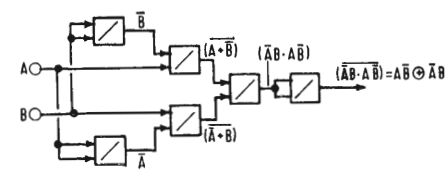
La figura 33 raffigura un *circuito bistabile* (*Flip Flop*) dotato di due entrate A e B e di due uscite C e D, che prendono rispettivamente il nome di:

A = entrata diretta,
B = entrata inversa,
C = uscita diretta,
D = uscita inversa,

La condizione normale del circuito è quella in cui sono assenti segnali esterni su ambe le entrate ($A = B = 0$): in tali condizioni di riposo una delle due uscite sarà eguale ad 1 e l'altra non potrà essere che eguale a 0; in conseguenza della circostanza che l'uscita dell'invertitore $NO2$ influisce sull'entrata dell'invertitore $NO1$, attraverso il sommatore $OR3$, e l'altra dell'invertitore $NO1$ influisce sull'entrata dell'invertitore $NO2$, attraverso il sommatore $OR4$.
Qualunque sia lo stato nel quale si trova il circuito, se per un certo tempo limitato, l'entrata A riceve un segnale eguale ad 1, il circuito si disporrà nello stato in cui

$$C = 1, \quad D = 0$$

Infatti, se già si trovava in questo stato, nulla cambia di esso, se invece si trovava nello stato stabile in cui $C = 0$ e $D = 1$, la presenza di $A = 1$ altera lo stato del circuito ed il segnale relativo, dopo essere stato invertito 2 volte, si ripresenta all'entrata superiore del sommatore $OR3$ e si sostituisce nella funzione logica di quello che lo ha generato.
La figura 33 fornisce una rappresentazione scarsamente aderente alla realtà, attuata soltanto per illustrare a mezzo di circuiti logici, il funzionamento di questo dispositivo.

dott. ing. A. Turrini

I fototiristori, loro proprietà e applicazioni*

L'elettronica di potenza, coi suoi circuiti a tiristori, e la fotoelettronica si sono trovate riunite nel foto-tiristore in un'importante combinazione. Essa, nel principio, non è nulla di straordinariamente nuovo; infatti si riscontra anche nei noti fotodiodi e nei fototransistori una giunzione, utile per generare una corrente. Tuttavia si aprono possibilità completamente nuove per il solo fatto che col fototiristore la corrente cresce grandemente e può diventare maggiore di due o tre ordini di grandezza rispetto alla corrente dei diodi e dei transistori.

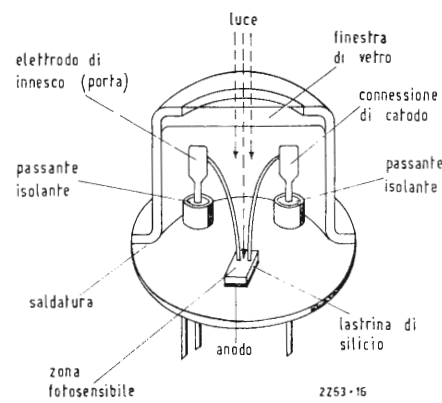



Fig. 1 - Costituzione di un fototiristore (General Electric).

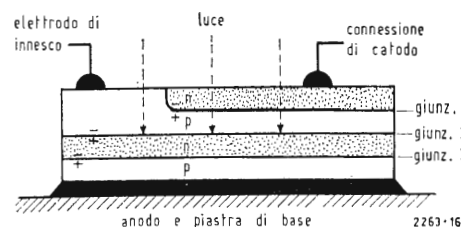



Fig. 2 - Struttura a quattro stadi del fototiristore.

I componenti elettronici sensibili alla luce finora conosciuti, diciamo le foto resistenze, le fotocellule, i fotomoltiplicatori, i fotodiodi, i fotoelementi e i fototransistori, forniscono correnti relativamente piccole. Ciò vale anche per le batterie solari. Queste sono state escogitate proprio per produrre correnti forti, ma richiedono anche una notevole intensità di illuminazione.

Nei comuni circuiti fotoelettronici, per es. per fotorelé, si deve spesso ricorrere ad uno schema con amplificatore.

Esempi di questi dispositivi designati come relé a illuminazione, sono stati illustrati da W. Hennig (v. 1 in bibliografia).

La fisica dei semiconduttori ha fatto anche in questo campo un grande progresso (v. 2 in bibl.). La General Electric Co. (v. 3 in bibl.), come pure la ditta francese Sesco forniscono componenti fabbricati in serie, che negli U.S.A. vengono chiamati LASCAR = Light Activated Silicon Controlled Rectifier (= Rettificatori controllati al silicio azionati dalla luce). Ciò si può tradurre liberamente con l'espressione *Foto Tiristori*; questi emettono immediatamente, solo sotto l'azione della luce, correnti fino a 500 mA. Con ciò in molti schemi, una quantità di componenti intermedi può essere azionata: la luce comanda attraverso i fototiristori immediatamente grossi relé per forti intensità di correnti o direttamente magneti mobili o altri componenti di regolazione. I fototransistori offrono anche la possibilità di isolare un circuito pilota (sorgente di luce), mediante il raggio luminoso, completamente dal circuito di lavoro. Ciò è importante per es. negli impianti ad alta tensione e di reattori. Si possono così effettuare operazioni di commutazioni a grandi distanze o attraverso finestre di vetro grosso. Sono pure possibili commutazioni logiche, per le quali risultano isolati completamente tra loro i circuiti di entrata e di uscita.

1. - COSTITUZIONE E PROPRIETÀ DEL FOTOTIRISTORE

La fig. 1 mostra schematicamente la costituzione di un foto-tiristore. La piastrina sensibile alla luce si trova in una capsula TO-5 (diametro 8,5 mm; altezza 6,5 mm). Due robusti passanti isolanti formano i collegamenti per il catodo e per l'elettrodo porta (di innesco), poichè il fototiristore lavora con tensioni fino a 200 V. L'anodo è connesso con la laminetta di base e con l'involucro per eliminare il calore dovuto alle perdite. Per l'uso con potenze maggiori sono previsti elementi raffreddatori.

Il componente può essere attivato in modo del tutto normale mediante l'elettrodo di innesco come il tiristore. Sulla superficie frontale dell'involucro è fusa dentro una finestra di vetro. Se la luce, attraverso questa finestra, cade sulla laminetta di silicio e sulla zona sensibile alla luce, si ha lo stesso effetto di un impulso elettrico, che fa innescare un tiristore. Un simile effetto fotoelettrico si verifica già da lungo tempo coi fotodiodi e coi fototransistori, ma con questi interviene anche l'incremento della corrente tipo a valanga, il che è tipico dei tiristori.

La fig. 2 mostra la struttura del solo elemento semiconduttore. Si tratta di un dispositivo a quattro strati. Le giunzioni $Sp1$ e $Sp3$ sono alimentate

(*) *Elektronik*, giugno 1066, pag. 172

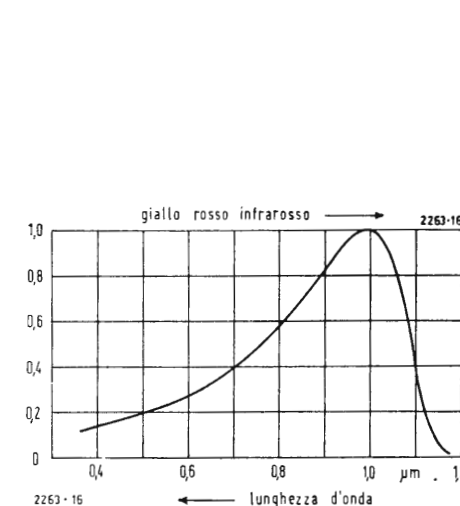



Fig. 4 - Sensibilità spettrale del fototiristore.

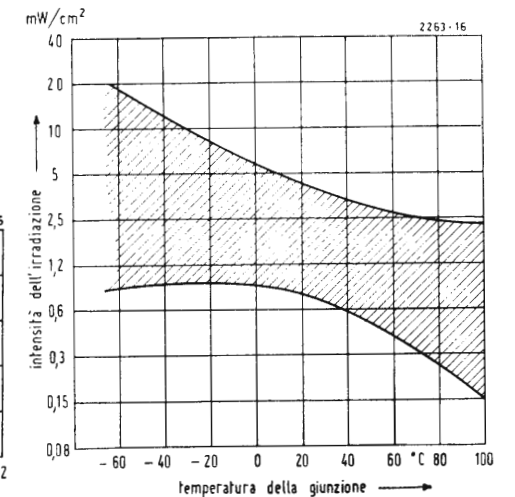



Fig. 5 - Caratteristica luce-temperatura per il tipo L9. La zona tratteggiata rappresenta il campo di tolleranza, che viene interessato al variare della temperatura.

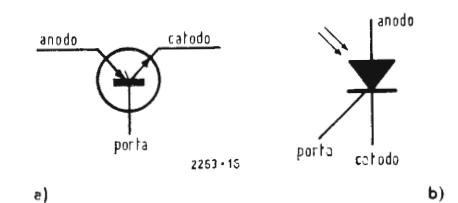



Fig. 3 - Simbolo grafico: *a*) simbolo della Casa fabbricante; *b*) simbolo del tiristore con frecce, che indicano l'azione della luce.

direttamente nel senso passante. Esse conducono quando vi sono portatori di cariche. La giunzione $Sp2$ invece interdice il flusso di corrente. Se la luce incide sulla piastrina del cristallo, si liberano portatori di cariche nella zona $Sp2$. Essi arrivano alle zone $Sp1$ e $Sp3$ e provocano perciò una piccola corrente dall'anodo al catodo; se la luce continua a incidere, questa corrente aumenta e con ciò anche l'amplificazione di corrente delle sezioni di transistori susseguentisi *n-p-n* e *p-n-p*, che formano tale complesso stratificato. In conseguenza, aumenta la corrente grandemente ancora di più fino a essere limitata dalla resistenza esterna di carico. Fra l'elettrodo porta e il catodo è necessario disporre una resistenza di fuga. La corrente che lo percorre determina l'amplificazione della regione *n-p-n*. Si può così variare l'inizio dell'innesco. La General Electric raccomanda il valore di 56 kΩ per la resistenza di fuga. Anche il fototiristore deve essere disinnescato interrompendo la tensione anodica. Nel funzionamento in c. a. ciò avviene spontaneamente ad ogni semionda negativa.

La fig. 3 indica in *a*) il simbolo grafico adottato dalla Casa fabbricante, in *b*) il comune simbolo del tiristore usato presso di noi, con freccine per indicare l'entrata della luce. La fig. 4 mostra la distribuzione spettrale della sensibilità del fototiristore; essa presenta il massimo nell'infrarosso. Perciò per il pilotaggio si possono usare buonissime lampade a filamento di tungsteno luminescenti nel rosso scuro, che hanno un'altissima durata di vita. La fig. 5 mostra a titolo di esempio la caratteristica di innesco alla luce, del tipo *L9*. Si osserva che l'inizio dell'innesco è funzione della temperatura. Bisogna dunque, per grandi potenze, provvedere al raffreddamento. La frequenza limite per questo componente è molto bassa e dell'ordine di 1 kHz, che corrisponde però a quella delle fotoresistenze. Si generano impulsi con tempo di salita di 2 μsec. La tabella 1 fornisce i dati principali dei singoli tipi. La tabella 2 fa un confronto con altri componenti sensibili alla luce.

2. - ESEMPI DI APPLICAZIONI

La fig. 6 rappresenta lo schema di un semplice relè a impulsi di corrente. Il tiristore lavora qui come un relè elettromeccanico, ma senza parti in movimento e senza vibrazioni di contatti. Si possono con esso interrompere tensioni di 220 V continue con 440 mA. Il circuito della corrente di lavoro deve essere riportato nella posizione iniziale mediante un ripristinatore esterno.

La fig. 7 mostra un contatto di lavoro per alimentazione in c.a. Esso si apre di nuovo, non appena cessa l'illuminazione. Con carico induttivo bisogna qui disporre in parallelo un diodo. Questo forma un cortocircuito per la energia accumulata nella bobina durante il tempo di interdizione del tiristore nella semionda negativa. Esso impedisce un arco di ritorno, nel caso che la fotocorrente fosse frattanto venuta meno.

La fig. 8 indica i dispositivi fondamentali di contatti multipli con fototiristori.

Le possibilità del nuovo elemento possono estendersi, se il fototiristore viene usato, secondo la fig. 9, come sbloccatore per tiristori normali più potenti.

Tabella 1. — Principali dati di alcuni fototiristori.

Tipo N°	Tensione di interruzione V	Corrente di interruzione A	Valori di lavoro mW/cm² (*)
L8U	25	0,44	10,0
L8F	50	0,44	10,0
L8A	100	0,44	10,0
L8G	150	0,44	10,0
L8B	200	0,44	10,0
L811U	25	0,77	10,0
L811F	50	0,77	10,0
L811A	100	0,77	10,0
L811G	150	0,77	10,0
L811B	200	0,77	10,0
L9U	25	0,44	4,2
L9F	50	0,44	4,2
L9A	100	0,44	4,2
L9G	150	0,44	4,2
L9B	200	0,44	4,2
L911U	25	0,77	4,2
L911F	50	0,77	4,2
L911A	100	0,77	4,2
L911G	150	0,77	4,2
L911B	200	0,77	4,2

(*) Intensità di illuminazione efficace in mW/cm², a *Tamb.* = 25° C; nella tabella sono dati i valori massimi; il valore minimo è unicamente 0,68. Con commutazione elettrica, la corrente per l'elettrodo di innesco è compresa fra 20 e 200 μA.

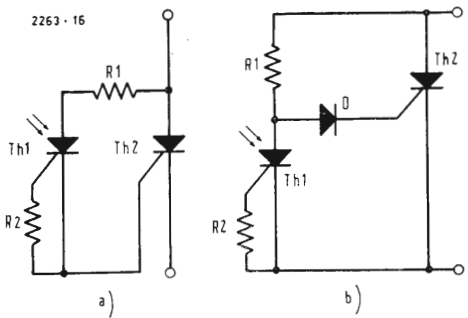



Fig. 9 - Foto tiristori come stadi pilota di tiristori di potenza.

La versione *b*) rappresenta, in questo caso, uno schema di corrente di riposo, come quello occorrente per i dispositivi di allarme.

Le seguenti figure portano esempi di stadi di commutazione logici: fig. 10 un circuito AND (= *E*); fig. 11 un circuito OR (= *O*) e fig. 12 un flip-flop.

La fig. 13 mostra uno schema di relè fotoelettrico per es. per nastri convogliatori nella produzione. Le resistenze R_1 e R_2 in unione con il condensatore *C* introducono nel circuito una conveniente costante di tempo. Il fototiristore conduce corrente, quando la luce vi incide sopra. Il condensatore *C* viene allora cortocircuitato, il tiristore Th_2 viene interdetto. Se il flusso luminoso viene interrotto solo per un istante, allora il condensatore deve caricarsi solo attraverso le resistenze, ad una data tensione, prima che il secondo tiristore inneschi. Solo quando il raggio luminoso, attraverso il pezzo da contare, resta interrotto per alcuni millisecondi, scatta il relé di uscita. Al contrario, col ritorno del raggio luminoso, si ripristina tosto lo stato di riposo. La fig. 14 rappresenta lo schema di un così detto servo fotolampo per illuminazione di immagini. Questo è un secondario fotolampo, che allo scatto del lampo principale, si accende automaticamente e illumina insieme col principale. La luce di quest'ultimo cade ora sulla lente del fototiristore ed aziona un'accensione praticamente contemporanea. Il lampo secondario può essere dislocato di alcuni metri. La fig. 15 porta infine ancora un dispositivo schematico per un termostato a 2 stadi con l'uso di una laminetta bimetallica e di due fototiristori. Il pregio anche qui consiste nel fatto che non si deve azionare nessun contatto elettromeccanico.

La fig. 16 dà un esempio di circuito per la generazione di impulsi di larghezza costante a frequenza di impulsi variabile. Per questo serve l'induttanza nel circuito dell'elettrodo di innesco. Eccitando il tiristore con un impulso essa entra in oscillazione sulla sua stessa frequenza di risonanza e genera un impulso di corrente anodica di larghezza costante. Con frequenze di sblocco più alte si susseguono gli impulsi di corrente anodica più accostati fra loro. Lo strumento integra gli impulsi di corrente, la deviazione dell'indice è una misura per la frequenza. Con la resistenza R_3 si può regolare la forma degli impulsi. La resistenza R_2 serve per la taratura in fondo scala.

Fig. 6 - Relè di chiusura eccitato dalla luce.

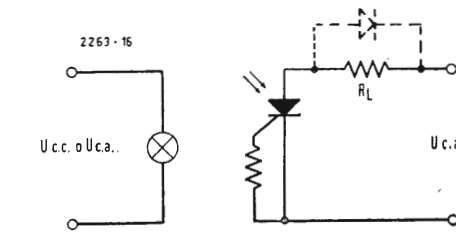



Fig. 7 - Relè autoeccitante.

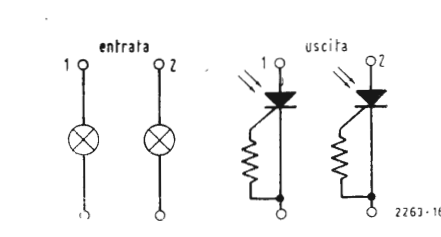



Fig. 8 - Contatti multipli azionati da due entrate.

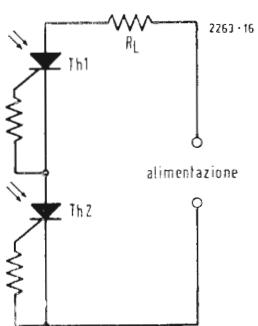



Fig. 10 - Circuito AND.

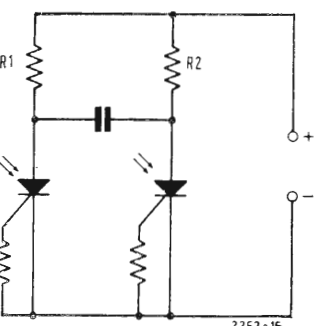



Fig. 12 - Flip-flop.

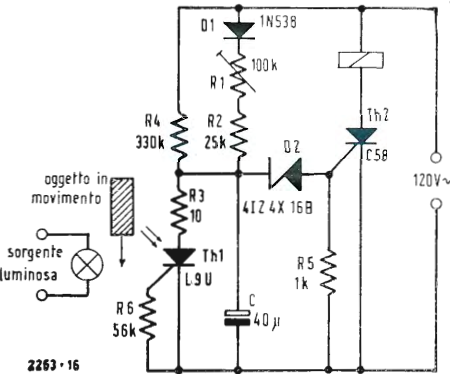



Fig. 13 - Relè fotoelettrico con ritardo di attrazione.

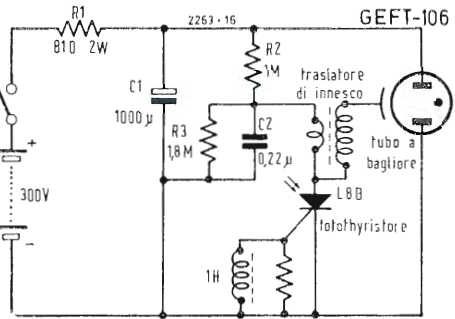



Fig. 14 - Apparecchio di fotolampo a comando luminoso.

Fig. 11 - Circuito OR.

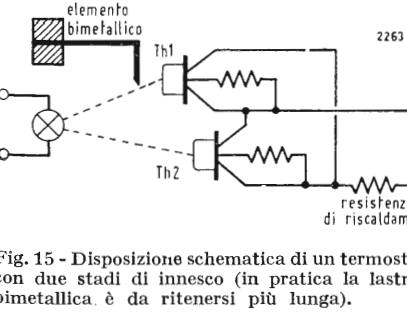



Fig. 15 - Disposizione schematica di un termostato con due stadi di innesco (in pratica la lastrina bimetallica è da ritenersi più lunga).

Tabella 2. — Dati di confronto di alcuni componenti fotoelettronici.

	Fototransistore	Fototiristore	Fotoresistenza	Fotoelemento	Tubo a fotoemissione
Temperatura max. °C	85	100	65	150	65
Tensione max. V	< 50	200	500	0,5 (**)	1.500
Corrente max. mA	1	500	100	150	10
Tempo di salita μs	2	2	≧ 200	2	0,1
Frequenza limite kHz	50	1	1	50	10.000

(**) Tensione prodotta.

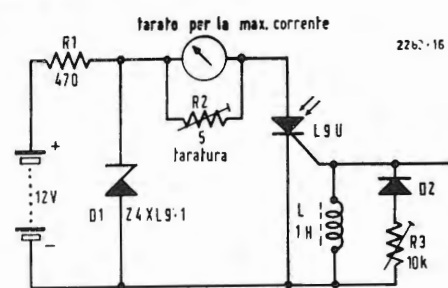



Fig. 16 - Contagiri per segnali di entrata ottici ed elettrici.

Lo schema serve per es. come contagiri. Esso può essere azionato tanto da lampi luminosi, quanto da impulsi elettrici applicati al morsetto *G*. Ciò indica chiaramente la doppia possibilità di pilotaggio dei fototiristori.
I nuovi componenti elettronici offrono ancora le più svariate possibilità, a motivo delle loro più forti intensità di corrente rispetto agli altri semiconduttori. Così si potrebbe per es. cogli apparecchi d'innesco a semiconduttore e condensatore, rinunciare completamente ai contatti meccanici di interruzione commutare con un raggio luminoso uno schermo forato rotante e un fototiristore di corrispondente capacità di carico, collegare il condensatore di accumulo da caricare sul primario del trasformatore di innesco.

3. - BIBLIOGRAFIA

[1] W. Hennig: *Relé luminosi*, Elektronik 1965, N. 3, p. 87, 88 e N. 6, p. 181 ÷183.
[2] *Tiristori comandati dalla luce*, Elektronik 1966, N. 3, p. 74.
[3] E. K. Howell: *Gli SCR azionati dalla luce*, Edizione della General Electric Co., Divisione Semiconduttori. Confronta anche il *Silicon Control led Rectifier Manual* della stessa Casa, p. 205 ÷217.

A

Il gruppo Grundig

Da circa vent'anni la Grundig opera nel settore dell'elettrotecnica e della elettronica e attualmente occupa una posizione di primo piano. E' infatti la più grande costruttrice d'Europa di televisori ed apparecchi radio e la più grande del mondo di fonografi e registratori a nastro.
Il gruppo Grundig si articola su un complesso di 12 fabbriche in Germania e su quelle di Dunmurry nell'Irlanda del Nord e di Braga in Portogallo e si avvale dei sistemi tecnoligicamente più avanzati di realizzazione e della collaborazione di alcune migliaia di ingegneri e di circa 30.000 dipendenti. La Fabbrica Elettromeccanica Grundig di Furth, la più importante del complesso, costruisce e distribuisce, tramite la Grundig Verkaufs GmbH, tutti i più moderni prodotti della tecnica elettronica, dai radiofonografi stereofonici alle autoradio, dalle telecamere per ripresa a circuito chiuso agli strumenti di misura, dai telecomandi alle apparecchiature elettroniche.

Una delle immense sale di taratura e controllo dei gruppi Alta Frequenza.

(a cura dell'ing. Franco Simonini)

per ind. Adriano Covi

Oscilloscopio programmabile mod. 155A Hewlett Packard

Fig. 1

1. - INTRODUZIONE

Il controllo della produzione ed il collaudo dei prodotti sono tra i maggiori problemi dell'industria moderna, risolti nel caso di complessi di notevoli dimensioni, costituendo dei laboratori per la ricerca di mezzi e strumenti per il collaudo dei pezzi di una produzione di linea.
Naturalmente le industrie la cui produzione riguarda appunto strumenti, hanno sentito questa esigenza del mercato ed hanno indirizzato parte della produzione in questa direzione.
Uno strumento adibito ai compiti che abbiamo citato deve rispondere a varie caratteristiche, quali semplicità di manovra (non sempre chi lo usa conosce a fondo lo strumento); rapidità di manovra; precisione tale da assicurare una uniformità di misure anche quando queste sono in numero elevato.
In una parola possiamo dire che lo strumento deve essere, nei limiti possibili, automatizzato.
Uno dei maggiori ostacoli alla automatizzazione è la stabilità infatti, è chiaro che se lo strumento ha necessità di continue tarature e regolazioni, tutti i presupposti per il suo uso nel modo indicato vengono a cadere.
Numerosi tipi di apparecchiature automatiche, o programmabili, sono oggi disponibili sul mercato, ma solamente da poco anche l'oscilloscopio è adattabile all'automazione.
L'oscilloscopio modello 155A della Hewlett-Packard, è appunto uno strumento di questo tipo.
In questo apparecchio tutti i comandi, sia di sensibilità che di sweep, sono realizzati tramite pulsanti il che permette una scelta di sensibilità e di frequenza rapida, in quanto non si deve più passare attraverso numerose posizioni, e precisa in quanto il pulsante azionato si illumina a conferma del range prescelto.
Il particolare stabilizzatore di c.c. contenuto nell'oscilloscopio elimina i fastidi dovuti alla deriva che si hanno negli oscilloscopi convenzionali.
Questo nuovo stabilizzatore elimina anche la deriva in c.c. quando si passa da una sensibilità verticale ad un'altra. Grazie al funzionamento in assenza di deriva il livello di riferimento è mantenuto con sicurezza e la forma d'onda sotto osservazione può essere ripetuta nella medesima posizione in qualsiasi momento.
Per le medesime ragioni anche il posizionamento verticale calibrato è possibile con un alto grado di stabilità e precisione. Il riferimento di zero può essere accuratamente posizionato e mantenuto sopra un range dinamico di 50 cm.
Questo assicura che anche fuori dello schermo il livello di riferimento può essere posizionato con facilità.
Si possono così osservare piccoli segnali sovrapposti a relativamente elevate tensioni continue, mantenendo accoppiamento in continua durante la misura.
Con il fuori quadro calibrato, misure di tensioni continue, che normalmente richiedono l'uso di voltmetri, possono essere facilmente eseguite con il vantaggio di poter osservare increspature o transienti sovrapposti.
La traccia può essere posizionata manualmente o programmandola entro $\pm$ 5 cm dal centro dello schermo in incrementi di un centimetro ed entro $\pm$ 25 cm in incrementi di 5 cm.
Una scala illuminata indica il fuori quadro prescelto per un preciso riferimento. Un comando sul pannello frontale permette una regolazione continua tra i vari incrementi.
Lo sweep dispone di 18 posizioni da 100 nanosecondi/cm. a 50 millisecondi/cm. e come già si è detto è realizzato a pulsanti; vi è inoltre un espansore " $\times$ 5 " che estende lo sweep sino a 20 nanosecondi/cm.
Lo strumento è fornito di un comando " $\div$ 10 " che permette di ridurre la velocità di spazzolamento fino a 0,5 secondi/cm.
L'oscilloscopio 155A dispone di uno schermo di 8 $\times$ 10 cm. che permette una facile e precisa lettura.

2. - CARATTERISTICHE

2.1. - Sistema di deflessione verticale

Fattore di deflessione (Sensibilità): 12 portate calibrate da 5 mV/cm a 20 V/cm nella sequenza 1, 2, 5, 10. Un comando permette la regolazione continua tra le varie portate ed estende la sensibilità minima a 50 V/cm.
Precisione dell'attenuatore: $\pm$ 2%.

Banda passante: per accoppiamento in continua dalla c.c. a più di 25 MHz entro 3 dB.
Accoppiamento in alternata: da 2 Hz a più di 25 MHz entro 3 dB.
(Segnale di riferimento 8 cm ad 1 MHz su 25 Ω).
Tempo di salita: meno di 15 ns per il segnale di riferimento; meno di 20 ns per un segnale di 25 cm.
Posizione: la linea base può essere posizionata fuori schermo entro ± 25 cm dal centro del medesimo, in scatti di 1 cm da 0 a 5 cm e in scatti di 5 cm fino a 25 cm. La precisione degli scatti è del ± 2% quando il guadagno dell'amplificatore è calibrato. Un comando permette la regolazione continua di ± 2 cm tra le varie posizioni di fuori schermo.
Stabilità in corrente continua: la stabilizzazionein c.c. a controllo di zero mantiene la linea base entro ± 0,1 cm dal centro dello schermo sopra l'intero range di sensibilità dopo circa 3 minuti di riscaldamento. Il controllo di zero si ripete circa 3 volte ogni secondo.
Ritardo del segnale: il segnale è ritardato in modo che il fronte principale di un impulso a rapido tempo di salita sia visibile all'inizio dello sweep.
Impedenza di ingresso: 1 Ω.
Massima tensione di ingresso: 400 V (c.c. + picco c.a.).
Ingresso posteriore: sul pannello posteriore un ingresso a connettore BNC è selezionabile tramite un commutatore sul pannello frontale.
L'impedenza di ingresso è di 1 megaohm shuntato da circa 80 pF. La banda passante è superiore ai 20 MHz, e il tempo di salita inferiore a 18 ns per un segnale di riferimento di 8 cm.
Uscita posteriore: sul pannello posteriore un connettore BNC fornisce un segnale verticale di uscita con accoppiamento in c.c. per una visione su schermo. Il segnale di uscita contiene un transiente di 5 ms alla frequenza approssimativa di 3 Hz a cui agisce lo stabilizzatore.
Livello di c.c. ≃ — 1,7 V a centro schermo.
Ampiezza di uscita ≃ 170 mV/cm.
Banda passante ≃ 25 MHz.
(su chiusura di 50 Ω).

2.2. - Sistema di deflessione orizzontale

Scansione interna: 18 range calibrati da 0,1 μs/cm a 50 ms/cm nella sequenza 1, 2, 5, 10, precisione tipica 1%, a volte 3%. Un comando permette la regolazione continua tra i vari range calibrati ed estende la scansione più lenta a 0,125 sec/cm.
Espansione: l'espansione × 5 su tutti i range estende la scansione più veloce a 20 ns/cm.
La precisione tipica è del 3%, minima 5%.

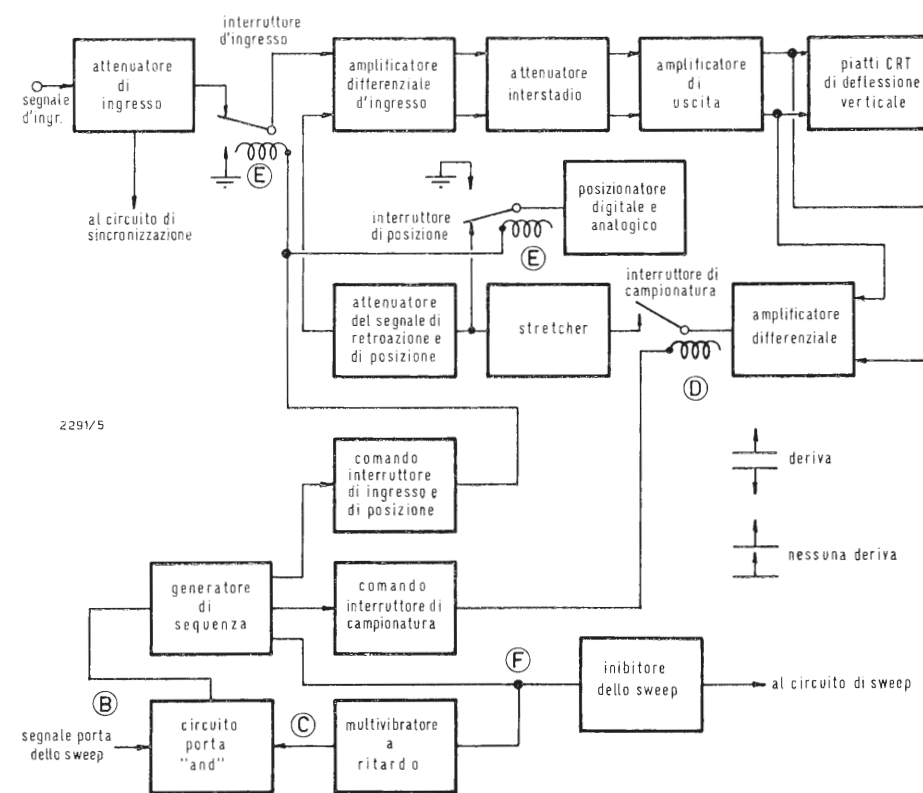



Fig. 2

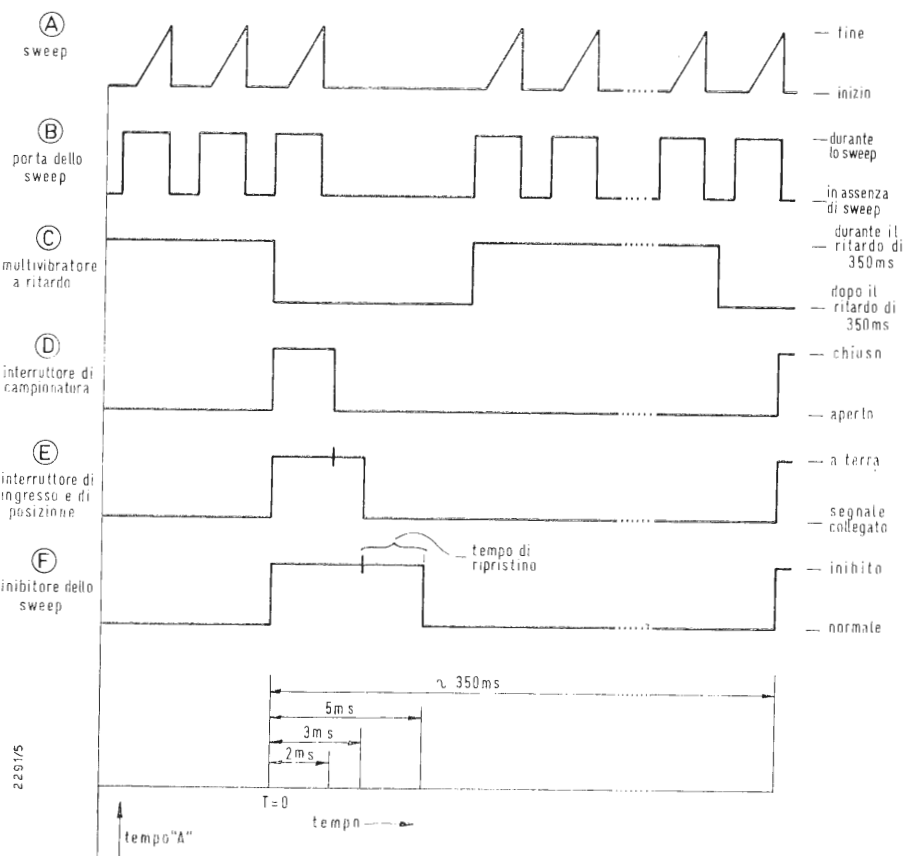



Fig. 3

Scansione lenta: ÷ 10 riduce i 10 ms/cm, 20 ms/cm, 50 ms/cm a 0,1 sec/cm, 0,2 sec/cm, 0,5 sec/cm.
La precisione tipica è 3%, minima 5%.
Sincronizzazione:
Automatica: linea di base visibile in assenza di segnale in ingresso.
Interna: da 40 Hz a più di 25 MHz per segnali che provocano 0,5 cm di deflessione o più da 50 mV/cm a 20 V/cm, e per segnali che provocano 2 cm di deflessione da 5 mV/cm a 20 mV/cm di sensibilità verticale.
Esterna: da 40 Hz a più di 25 MHz per segnali da 0,5 V a 10 V da picco a picco. Impedenza di ingresso 100 kΩ shuntati da circa 20 pF.
Polarità di sincronizzazione: positiva o negativa.
Interna: come per l'automatico ad eccezione della frequenza di taglio inferiore: 10 Hz.
Esterna: come per l'automatico ad eccezione della frequenza di taglio inferiore: 10 Hz.
Scansione singola: un interruttore sul pannello frontale permette di scegliere questo tipo di funzionamento.
Uscita scansione: approssimativamente 30 V (—2 a +28 V).
Minima impedenza di carico 20 kΩ by passati da 150 pF.
Uscita stabilizzatore: impulsi di circa 6 V della durata di 5 ms, che si sviluppano durante la stabilizzazione. Minima resistenza di carico 20 kΩ.

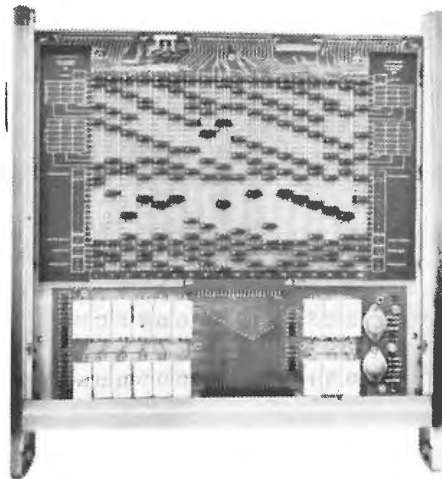
2.3. - Programmazione a distanza

Le funzioni programmabili sono:
Verticale:
Sensibilità: 12 range da 5 mV/cm a 20 V/cm nella sequenza 1, 2, 5, 10.
Accoppiamento d'ingresso: in c.c. o in c.a.
Posizionamento verticale: ± 1-5, ± 10, ± 15, ± 20, ± 25 cm e zero.
Orizzontale:
Tempi di scansione: 18 range da 0,1 μs/cm a 50 ms/cm. nella sequenza 1, 2, 5, 10.
Sincronizzazione: interna, esterna, o frequenza di rete.
Polarità di sincronizzazione: positiva o negativa.

3. - ELIMINAZIONE DELLA DERIVA IN C.C.

La misura su oscilloscopio di livelli di c.c. ha spesso presentato difficoltà, o errori, o imprecisioni, a causa della deriva che lo strumento stesso introduce nel sistema di misura. Poichè la misura di molte ed importanti forme d'onda come l'analisi di impulsi richiede un accurato mantenimento del livello di c.c., la deriva dell'oscilloscopio è spesso stata un serio problema. Un altro inconveniente è che l'operatore, per compensare la deriva dell'oscilloscopio e per mantenere l'immagine sullo schermo, deve spesso manovrare i comandi di posizione.
Tra due misure la traccia potrebbe portarsi al di fuori dello schermo se la deriva fosse eccessiva. Una volta che si sia eliminata la deriva, invece la traccia rimane nella posizione desiderata sullo schermo indefinitamente.
Di prima importanza per un sistema programmato, è la possibilità di riportarsi nella medesima posizione in qualsiasi momento.
Con l'eliminazione della deriva è possibile avere un posizionamento calibrato, cosa di estrema utilità nelle misure di livelli di c.c.
Con questo oscilloscopio è possibile portare la linea di base di un impulso fuori quadro ed avere così sullo schermo una dettagliata visione della cresta dell'impulso.
Nelle misure di c.c., l'oscilloscopio può essere usato come un preciso voltmetro con il livello di zero fuori quadro e con lo schermo rappresentante, ad esempio, il campo dai 200 V ai 250 V.
Nelle misure in continua la precisione tipica di lettura è entro ± 2% e al massimo entro ± 4%. Risulta chiaro

Fig. 4

Fig. 5

che, vista questa possibilità dell'oscilloscopio, è possibile utilizzando questo tipo di strumento eliminare la spesa per delle apparecchiature addizionali in un sistema di misura.

Vediamo ora il sistema di stabilizzazione contenuto nel 155A.

Un istante conveniente per iniziare ad osservare il ciclo di stabilizzazione è l'istante in cui lo stabilizzatore non sta campionando e la deriva e lo sweep sono in fase crescente. Vedi fig. 2 istante A.

Vediamo ora l'istante in cui il multivibratore a ritardo (vedi fig. 1) cambia stato (diagramma *C* fig. 2) e quindi uno degli ingressi del circuito porta « AND » è pronto e quando, al termine dell'impulso di sweep, il segnale porta dello sweep, (diagr. *B* fig. 2) mette in condizione di pronto anche il secondo ingresso del circuito porta « AND» e questo comanda il generatore di sequenza.

Questo a sua volta comanda: il circuito guida per gli interruttori di ingresso e di posizione, il circuito guida per l'interruttore di campionatura, e l'inibitore di sweep (fig. 1).

In pratica l'ingresso dell'amplificatore differenziale di ingresso viene posto a terra, e così pure il circuito di posizionamento digitale e analogico; si esegue quindi la campionatura e viene bloccato lo sweep.

Quando l'ingresso è posto a terra su ambedue i lati dell'amplificatore di uscita vi deve essere la stessa tensione; se così non è, significa che vi è stata deriva.

Il circuito campionatore percepisce ogni differenza di tensione alle uscite dell'amplificatore e invia questa tensione all'ingresso dell'amplificatore per correggere la differenza. La tensione campionata viene immagazzinata dal circuito « stretcher » per mantenere la correzione dopo che la campionatura è terminata, e questa dura per 2 ms. Al termine di questo tempo il contatto di campionatura viene aperto e 1 ms più tardi l'ingresso viene ricollegato. Simultaneamente, la tensione di posizione della traccia è ristabilita e gli viene aggiunta la tensione di correzione che era stata immagazzinata dallo « stretcher ». Lo sweep rimane bloccato per altri 2 ms e dopo questi riprende il funzionamento normale. Nel momento in cui il circuito inibitore di sweep è interrotto viene comandato il multivibratore a ritardo che inizia i 350 ms di ritardo in preparazione della prossima sequenza di campionatura.

In sostanza possiamo concludere che la deriva in c.c. viene corretta tramite retroazione e che lo stabilizzatore è pronto a queste correzioni ogni 350 ms.

4. - POSSIBILITA' DI PROGRAMMAZIONE

L'oscilloscopio è programmato dalla chiusura di contatti esterni verso terra.

La chiusura verso terra attiva appropriati relè dry reed entro l'oscilloscopio per la selezione delle funzioni e delle varie sensibilità. Le funzioni programmabili sono: la posizione verticale, la sensibilità e l'accoppiamento, la sorgente e la polarità del sincronismo, e la frequenza di scansione.

Posizione, sensibilità, e frequenza di sweep impostate per un determinato programma sono indicate sul pannello frontale quando il programma stesso è in atto.

In un funzionamento programmato non vi è necessità di regolazione per i comandi dell'oscilloscopio.

In ogni evenienza è possibile apportare delle variazioni alla visione programmata, agendo sui comandi di range o di funzioni.

Il programma può poi essere ripristinato premendo l'appropriato comando. Per questo tipo di funzionamento è stato studiato il programmatore 1550A che si accoppia all'oscilloscopio.

Esso permette un conveniente sistema per predisporre il desiderato programma di misure.

La piastra di programmazione è illustrata nella fig. 3.

Inserendo dei diodi nelle appropriate posizioni si predispongono le necessarie chiusure a terra, quando il relè del programma desiderato è attivato.

Una completa serie di programmi può essere predisposta in pochi minuti.

Molti altri tipi di programmatori (a nastro magnetico, a schede, ecc.), possono essere facilmente usati per programmare l'oscilloscopio direttamente. Per attivare completamente un programma è necessaria la chiusura di 9 contatti.

Il programmatore 1550A, comunque, usa un solo contatto di chiusura per selezionare un programma completo, così il suo uso può essere apprezzato in sistemi automatizzati.

Questo inoltre consente la selezione di 18 programmi diversi di funzionamento.

Se ne è richiesto un numero maggiore i programmatori possono essere accoppiati per ottenere un numero illimitato di programmi.

La programmazione esterna, sia tramite contatti separati agenti direttamente sullo strumento, o tramite la chiusura di un solo contatto del programmatore, esercita un completo controllo sulle più importanti funzioni.

Queste comprendono posizione verticale, sensibilità verticale, accoppiamento dell'ingresso verticale (c.c. o c.a.), frequenza di scansione, sorgente e polarità di sincronismo.

Con questi comandi predeterminati, e l'assenza di deriva, si ottiene sempre la visione desiderata, precisamente e stabilmente posizionata.

(il testo segue a pag. 139)

(a cura dell'ing. Antonio Nicolich)

dott. ing. A. Turrini

Apparecchiatura stereofonica con amplificatore miscelatore, unità di controllo e diffusori di potenza*

Negli impianti stereo di alta fedeltà si cerca sempre più di ottenere una riproduzione sonora più fedele possibile, al suono naturale secondo lo stato della tecnica e con un costo accettabile. Per il complesso « Philarmonic » si sono considerati in particolare anche i problemi alquanto scabrosi di coordinazione con l'ambiente di riproduzione. L'apparato completo viene qui descritto con le sue combinazioni altoparlanti-amplificatore, col suo amplificatore mescolatore e con la sua unità di regia.

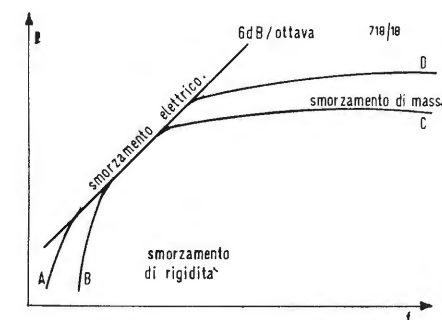



Fig. 1 - Curve di frequenza fondamentali del livello sonoro *P* di altoparlanti.

1. - CONCEZIONE GENERALE

La risposta in frequenza di un altoparlante presenta alle basse frequenze l'andamento caratteristico rappresentato in fig. 1. Alle frequenze al di sotto della risonanza si manifesta l'ostacolo della rigidità del sistema oscillante (membrana con bobina). Ciò significa che la pressione sonora, nello spazio libero cresce di 12 dB/ottava in funzione della frequenza. Poiché con altoparlanti compatti, la rigidità del volume d'aria contenuto è notevolmente maggiore della rigidità dei bordi del cono, questo campo, secondo il volume del contenitore, si estende a frequenze più o meno basse (la curva A si riferisce ad un grande volume del mobile, la curva B ad uno piccolo). Questo campo avente la pendenza di 12 dB/ottava è associato ad un campo con pendenza 6 dB/ottava, nel caso di altoparlanti applicati ad amplificatori di bassa resistenza interna. In questo intervallo vi è una risonanza propria del sistema vibrante, per la quale lo smorzamento della rigidità e quello della massa si elidono a vicenda. Il movimento del cono è qui determinato dalla f.e.m. indotta nella bobina (in seguito allo spostamento nel campo magnetico) e questa f.e.m. è bilanciata dalla tensione di uscita dell'amplificatore. Si può qui parlare di conduzione elettrica, smorzamento elettrico o di inibizione elettrica dell'equipaggio vibrante. Questo campo è tanto più esteso, quanto più alta è l'induzione nel traferro e quanto migliore è l'altoparlante.

Alle frequenze più alte si passa dal campo dello smorzamento elettrico al campo dello smorzamento di massa con una linea quasi retta. Questo campo viene ritenuto generalmente il vero e proprio campo di lavoro dell'altoparlante. Si può estendere, alquanto questo campo verso le basse frequenze, come indica la fig. 1, aumentando la massa del sistema oscillante. La curva C vale per un altoparlante di grande massa, la curva D per uno di piccola massa. Di questa regola si fa spesso uso per gli altoparlanti compatti. Bisogna però mettere in chiaro che così il rendimento diminuisce e la sovraelongazione aumenta.

Nel complesso Philarmonic si è perciò seguita un'altra via. Il campo dello smorzamento elettrico, in cui si ha una guida ottimale del sistema vibrante da parte della tensione elettrica, non è stato artificialmente accorciato, ma lo si è incluso volutamente nel campo di trasmissione. Ciò richiede una compensazione elettrica di ampiezza e fase nell'amplificatore, che può essere resa ottima, quando si combina l'amplificatore coll'altoparlante. Questa compensazione è anche dipendente dall'ambiente di riproduzione e dalla posizione dell'altoparlante in tale ambiente e perciò la si è fatta regolabile. È questa una tecnica simile a quella usata in Radiofonia, dove anche gli altoparlanti monitori vengono collocati e compensati ciascuno nel proprio ambiente di riproduzione.

Un altro motivo per riunire amplificatore e altoparlante insieme, è la sicurezza ottima di funzionamento. Gli stadi finali senza trasformatore, a motivo del loro alto rendimento, sono molto raccomandabili riguardo ai disadatta-

(*) Radio Mentor N. 8-1966 pag. 657 ÷ 663.

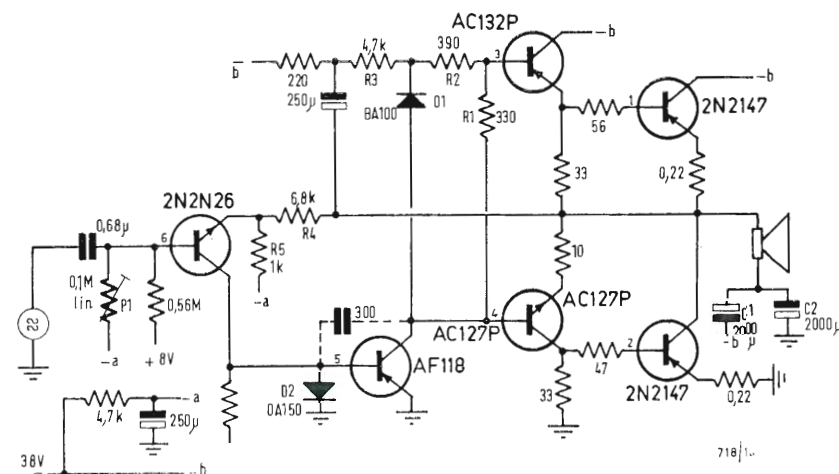



Fig. 4 - Stadio finale di uscita per 30 W.

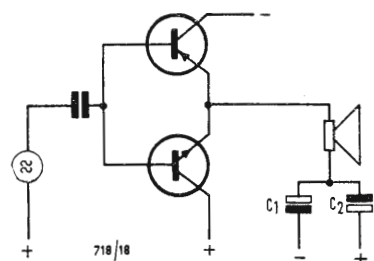



Fig. 2 - Stadio in controfase in classe B con transistori complementari.

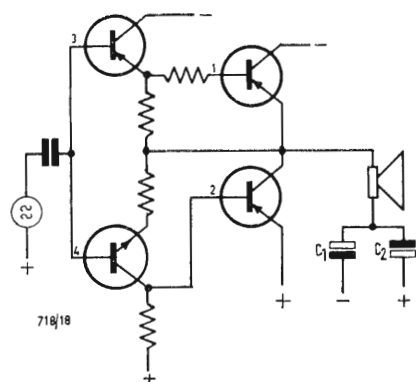



Fig. 3 - Stadio finale in controfase in classe B con transistori *pnp* e con uno stadio in controfase in classe B pilota a transistori complementari.

menti degli altoparlanti e ai corto circuiti delle linee degli altoparlanti .Con tali cortocircuiti, se non si prendono buone precauzioni di protezione, si rovinano i transistori degli stadi finali. Anche in caso di oscillazioni di alta frequenza, che ad esempio possono subentrare quando i fili di entrata e di uscita dell'amplificatore passano vicino gli uni gali altri, i transistori finali vengono deteriorati in modo permanente. Se l'amplificatore è incorporato nel contenitore dell'altoparlante, il che è ben possibile con i moderni amplificatori a transistori, che sviluppano poco calore, non presentano microfonicità, nè richiedono varianti di componenti, l'uscita dell'amplificatore è messa al sicuro d'ogni pericolo. Invece di una separazione fra amplificatore finale e altoparlante, si è qui adottata una separazione fra preamplificatore e amplificatore di potenza. Qui si è adottato il livello normalizzato 1 V. Questo punto di separazione non è affatto critico, il livello è abbastanza alto per essere sicuri contro i disturbi di entrata. Non ci sono problemi di adattamento, si usa un puro adattamento in tensione con una resistenza molto piccola del generatore e con una grande resistenza di carico. Ciò presenta anche il vantaggio che si possono avvicinare quanti si vogliono « radiatori di potenza » ad un amplificatore, ciò che è interessante ad es. per la sonorizzazione di una grande sala.

Il preamplificatore dell'apparato Philarmonic è stato costruito come « preamplificatore miscelatore » con tre dosatori a cursore, per ottenere ulteriori possibilità. Si possono pure mescolare insieme le varie sorgenti di programma, il che è naturalmente interessante per la registrazione su nastro, ma che è anche desiderabile nei casi di semplice riproduzione. Così ad es. nelle scuole di ballo, l'istruttore, probabilmente provvisto di microfono senza filo, può a piacere sovrapporsi alla musica e impartire le sue istruzioni.

Le finezze di una riproduzione stereofonica si possono apprezzare solo in un ambiente di auditorio. Oltre alla tonalità e all'intensità sonora di esso sono particolarmente da considerare l'equilibrio sonoro e la larghezza della base. Tutti questi organi di regolazione sono perciò stati riuniti nella così detta « unità di controllo » negli amplificatori del canale somma, la quale unità può essere collegata con un lungo cavo ed anche essere provvista di telecomando.

2. - AMPLIFICATORE DI POTENZA

Lo stadio finale di un moderno amplificatore a transistori è un puro trasformatore di impedenza. La fig. 2 indica il principio di uno stadio in controfase in classe B con transistori complementari (cioè un transistore *pnp* ed uno *npn* con uguale amplificazione di corrente), che è stato recentemente elaborato e divenuto di uso corrente. In questo circuito, ciascun transistore lavora per una semionda come trasformatore di impedenza, mentre durante l'altra semionda è interdetto. L'altoparlante è collegato, attraverso i condensatori C_1 e C_2 di accoppiamento, a massa (qui ai due poli dell'alimentatore).

Poiché ancora a tutt'oggi non ci sono transistori complementari per forti potenze, nel complesso Philharmonic sono stati adottati per lo stadio di potenza — come indica la fig. 3 — transistori *pnp* al germanio a campo trasverso (1 e 2), mentre si è equipaggiato il prestadio con transistori complementari, dei quali 3 lavora come trasformatore di impedenza e 4 come stadio invertitore di fase. Con gli esempi di schemi sopra riportati, lo stadio in controfase in classe B lavorerebbe con una corrente di riposo troppo piccola e provocherebbe una distorsione troppo alta. Per evitare questi errori (come mostra

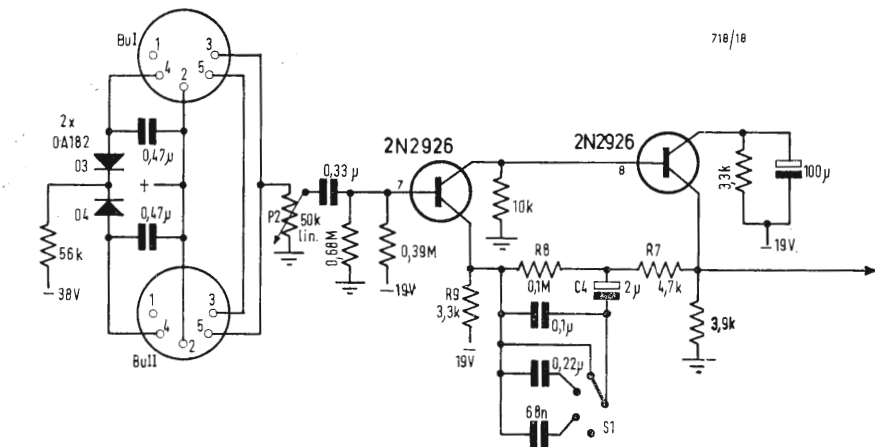



Fig. 5 - Stadio preamplificatore con correzione.

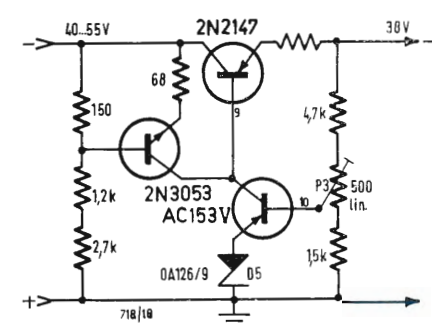



Fig. 6 - Stabilizzazione elettronica di tensione.

la fig. 4) il transistore 5 lavora come prepilota accoppiato direttamente alla coppia complementare, cosí che, mediante D_1 in unione col divisore di tensione R_1 e R_2, si regola la corrente di riposo per i transistori finali. Il diodo D_1 effettua la compensazione di temperatura.

La resistenza di lavoro R_3 non è collegata direttamente alla tensione di lavoro ma, attraverso il condensatore a 250 μF alla tensione di uscita. Con questo artificio la tensione di lavoro di 5 viene sopraelevata e si ottiene che gli stadi finali, anche nella direzione negativa, possano essere pilotati pienamente fino alla tensione di lavoro. Si consegue una contro reazione della tensione di uscita per la diminuzione delle distorsioni, per la sopraelevazione dell'impedenza e per la stabilizzazione del punto di lavoro, mediante R_4 e R_5 nell'emettitore del transistore 6, la cui resistenza di lavoro è collegata ad una tensione positiva supplementare, per poter pilotare pienamente la base di 5 nel senso positivo. D_2 protegge lo spazio base-emettitore di 5 contro tensioni troppo alte nel senso di interdizione. La simmetria degli stadi bilanciati (mezza tensione d'alimentazione su C_1 e C_2), si regola col potenziometro P_1. Due bobine limitano la potenza erogabile con segnali d'alta frequenza e evitano il sovraccarico dei transistori finali.

Lo stadio preamplificatore (fig. 5) dell'amplificatore a transistori 30 W ha essenzialmente il compito di linearizzare la risposta in frequenza e la fase dell'altoparlante. I due transistori al silicio *npn* sono accoppiati a c.c. mediante un circuito di accoppiamento reattivo principale R_7-R_8-R_9 dal collettore del transistore 8 all'emettitore di 7. Una controreazione supplementare dipendente dalla frequenza attraverso C_4 può essere variata con quattro scatti con S_1 e si può adattare la risposta acustica in frequenza all'ambiente di riproduzione.

Il segnale di entrata può essere regolato con P_2. Questo è qui impiegato soprattutto per il caso in cui l'apparecchio debba essere esteso con altri altoparlanti supplementari o quando si debbano usare i diffusori di potenza per altri scopi. I due connettori di entrata Bu1 e Bu2 sono disposti in parallelo e commutabili in modo che i due segnali stereo possano essere applicati a piacere al contatto 3 o al contatto 5 per il canale sinistro o destro rispettivamente. Il terminale che allora rimane libero rende possibile anche l'applicazione di entrambi i segnali ad altri amplificatori. Ai piedini 4 dei due connettori c'è una tensione continua di 38 V per l'alimentazione di apparecchi annessi; i diodi D_3 e D_4 evitano una retroalimentazione da parte di altri apparecchi ivi collegati, l'alimentazione è sempre fornita solo dall'amplificatore di potenza immediatamente collegato al preamplificatore.

Come indica la fig. 6, l'alimentazione di corrente dell'amplificatore di potenza è stabilizzata in tensione. Il transistore 9 mantiene, funzionando da resistenza variabile, una corrente di base costante attraverso il transistore 11, il quale viene pilotato dal transistore 10, secondo la deviazione in più o in meno di una parte regolabile con P_3 della tensione di uscita rispetto alla tensione costante di riferimento esistente ai capi di D_5.

Con ciò il transistore 9 viene regolato in modo da dare una tensione di uscita costante. Quando la corrente attraverso il transistore 9 supera un determinato valore massimo, interviene una limitazione di corrente (come mostra la fig. 7), mentre la d.d.p. ai capi di R_{10} supera la tensione transitoria di D_6 e il transistore 12 deriva abbastanza corrente di base del transistore 9, tanto che la corrente di collettore viene mantenuta costante, da ciò consegue che la tensione di alimentazione diminuisce.

Dalla fig. 8 si riconosce che con carico ancora più forte, per esempio con se-

gnali di alta frequenza, la tensione di uscita diminuisce ancora di più, finché il potenziale dell'emettitore del transistore 12 diviene minore della tensione di base determinata da R_{11}, R_{12} e R_{13}. Quindi il transistore 12 diviene conduttivo indipendentemente dal carico e blocca il transistore 9 completamente. Come rimanenza, scorre nel carico solo ancora la corrente determinata dal transistore 11. Il fusibile elettronico è allora saltato. Quando si toglie il segnale e con ciò il carico diviene molto piccolo, la tensione di emettitore del transistore 12 può salire di nuovo oltre la sua tensione di base, di modo che il fusibile elettronico si ristabilisce da sè automaticamente.

Il diagramma di fig. 9 mostra i rapporti quantitativamente.

L'amplificatore ha i seguenti valori elettrici:

risposta in frequenza (correzione per l'ambiente in posizione A) da 30 Hz a 20 kHz ± 1 dB;

potenza continua con segnale sinoidale 30 W;

fattore di distorsione v. fig. 10;

intermodulazione < 0,7% secondo le norme DIN 45503; 250 Hz/ 8 kHz nel rapporto 4 : 1;

resistenza interna v. fig. 11;

sensibilità di entrata circa 50 kΩ;

consumo a vuoto circa 7 W;

consumo a piena potenza con segnale sinoidale circa 70 W.

La fig. 12 rappresenta la vista dell'amplificatore. Tutte le parti da raffreddare sono montate su una piastra con alette di raffreddamento di alluminio pressofuso. Non essendovi aperture di raffreddamento, l'amplificatore è interamente protetto contro la polvere.

3. - COMPLESSO ALTOPARLANTI

Ricerche preliminari (v. 1 in bibliografia) hanno dimostrato che il cosiddetto carico di massa dell'amplificatore delle basse frequenze per ottenere una bassa frequenza di risonanza, come si usa comunemente con altoparlanti compatti, reca più inconvenienti che vantaggi. Si è perciò adottato un altoparlante da 20 cm di diametro con sistema vibrante relativamente leggero, che si distingue per un alto rendimento con piccole distorsioni non lineari.

La risonanza propria dell'altoparlante nel contenitore (circa 40 litri) è intorno a 60 Hz, ossia relativamente alta. Poiché lo smorzamento elettrico dovuto alla piccolissima resistenza interna dell'amplificatore di circa 0,2 Ω, è molto grande, la risonanza propria non appare nella curva di risposta in frequenza, in generale (v. fig. 13, curva *A*). Misurata in ambiente sonoro libero, la risposta in frequenza presenta anzi, secondo i dettami della teoria, una salita uniforme con 6 dB per ottava da circa 40 Hz fino a 100 Hz. Questa salita può essere compensata con una semplice correzione elettrica nello stadio preamplificatore dell'amplificatore di potenza.

Poiché il circuito equivalente dell'altoparlante alle basse frequenze è un puro arco doppio (v. 1 in bibliografia), la sua caratteristica di fase può essere corretta con un circuito di compensazione a minima fase senza altre complicazioni, in modo che, anche nell'intorno della risonanza, non si abbia alcuna distorsione di sovraelongazione.

La risposta alle basse frequenze viene essenzialmente influenzata dalle caratteristiche ambientali e dalla disposizione nell'ambiente. Se si fa astrazione dalle marcate riflessioni e dalle risonanze ambientali, cose che possono spesso essere evitate con una conveniente disposizione degli altoparlanti nell'ambiente, o di quella degli uditori più o meno prevedibile, si forma nell'ambiente di riproduzione generalmente una sopraelevazione delle basse fre-

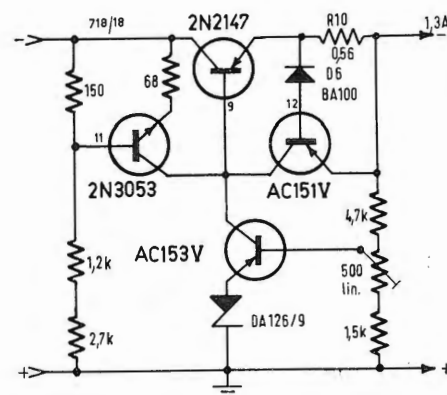



Fig. 7 - Limitazione elettronica di corrente.

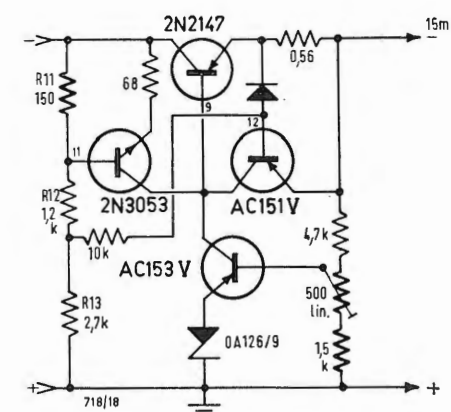



Fig. 8 - Interruzione elettronica.

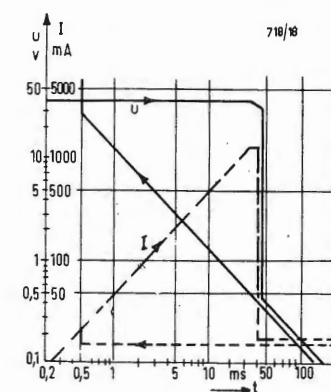



Fig. 9 - Caratteristiche di interruzione dell'alimentatore elettronico.

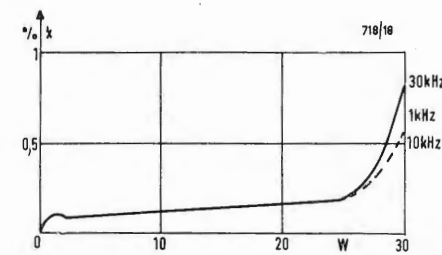



Fig. 10 - Fattore di distorsione in funzione della potenza di uscita e della frequenza (a 4 Ω).

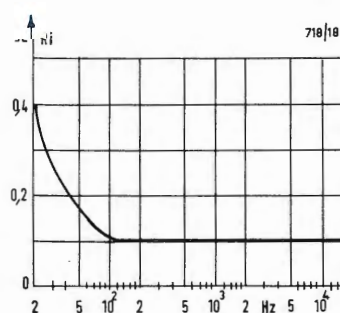



Fig. 11 - Resistenza della sorgente *Ri* in funzione della frequenza a 30 W di uscita.

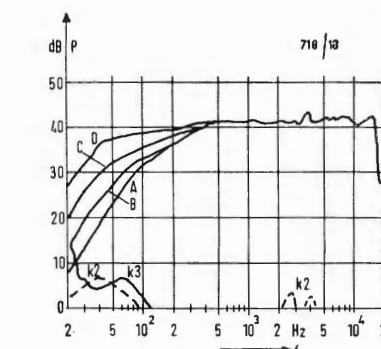



Fig. 13 - Risposta in frequenza della combinazione amplificatore-altoparlante.

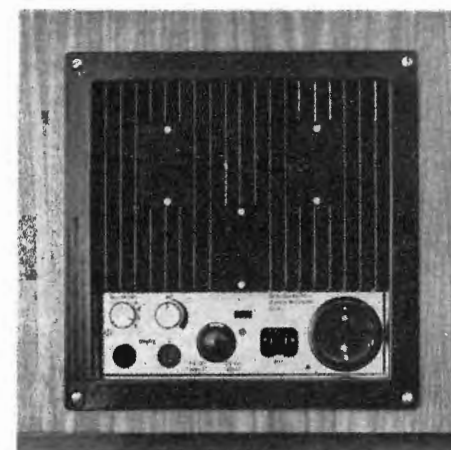



Fig. 12 - Vista dell'amplificatore nella parete posteriore del diffusore di potenza.

quenze, che in sè non è affatto indesiderabile, ma che deve essere compensata. La correzione elettrica dell'amplificatore di potenza può perciò essere distribuita in quattro stadi. Le curve di risposta in frequenza risultanti nello spazio libero, sono pure mostrate in fig. 13.

Anche il fattore di distorsione dell'altoparlante può essere rilevato dalla fig. 13. La misura è stata effettuata con un filtro variabile con la frequenza. Si rileva che da circa 120 Hz l'attenuazione della distorsione supera 40 dB (fattore di distorsione 1%). La pressione sonora rilevata secondo le norme a 1 m di distanza, era di circa 12 μ bar. Poiché l'orecchio umano è molto insensibile, alle basse frequenze, verso le distorsioni non lineari (v. 2 in bibliografia), simili gradi di distorsione sono, secondo lo stato attuale delle conoscenze, ancora inudibili.

La fig. 14 mostra il comportamento alla sovraelongazione misurato acusticamente dell'amplificatore di potenza. La misura è stata fatta nello spazio libero. L'altoparlante è stato disposto, per evitare interferenze di riflessione, secondo una direzione di radiazione verticale verso l'alto nel terreno, in modo che la sua faccia anteriore formasse un piano con la superficie del suolo. Il microfono si trovava a circa 1 m dall'altoparlante.

La risposta in frequenza del radiatore dei bassi comincia a cadere al di sopra di una frequenza di circa 1 kHz e la membrana comincia a vibrare frazionatamente. Perciò si è posta la frequenza di incrocio del radiatore degli acuti, a circa 1 kHz. L'ottenimento di caratteristiche ottime di riproduzione delle alte frequenze è ancora più problematico che per le basse frequenze. Le proprietà acustiche del sistema dei bassi sono perciò solo degne di secondaria considerazione, perché la membrana vibra come un pistone, come un tutt'uno. Se si vuole ottenere ciò anche col radiatore degli acuti, il diametro della membrana, mediante l'uso di un sistema di corrugazioni, deve essere di soli 5 cm circa. Così facendo, sorgono però diverse difficoltà circa il rendimento e la dissipazione di calore.

Ma qui si verifica anche un altro errore fondamentale: nell'intervallo di frequenza al di sotto della frequenza di passaggio, il radiatore dei bassi ha già una certa direttività. La direttività del sistema degli acuti, al di sopra della frequenza di incrocio, è per contro essenzialmente più piccola. Ciò significa,

in pratica, che con una risposta uniforme in frequenza dell'altoparlante nella direzione principale di radiazione, la risposta in frequenza nel campo libero presenta una sopraelevazione al di sopra della frequenza di incrocio. Poiché l'uditore, con gli apparati stereo domestici, si trova circa a metà raggio, ossia nel campo di transizione fra il campo sonoro piano e il campo diffuso, possono sorgere effetti indesiderati.
Se si dispongono parecchi altoparlanti delle note acute, questi vengono generalmente angolati fra loro, per ottenere una radiazione sufficientemente larga. Ma anche questa disposizione non è molto favorevole. Poiché non si possono collocare gli altoparlanti abbastanza vicini gli uni agli altri, nasce un campo di interferenze, quindi un diagramma direttivo fortemente lobato. Ne consegue allora che quando ci si colloca nel campo di radiazione, si riceve spesso un altro suono, e girando la testa solo di circa 20 cm da un lato. Con la stereofonia ora l'area di ascolto è in genere maggiormente limitata dalla pressione sonora e dall'effetto del ritardo pittosto che dalla direzionalità dell'altoparlante. Ciò si verifica in particolare con gli allineamenti di altoparlanti, nei quali gli assi degli altoparlanti si incrociano già davanti agli uditori. Si è pure dimostrato che altoparlanti irradianti, alle alte frequenze, in un grande angolo solido spaziale, forniscono un effetto stereofonico essenzialmente più piccolo, rispetto agli altoparlanti con buon effetto di « presenza ». Perciò oggi si tende ad altoparlanti aventi un grado di direzionalità crescente lentamente, ma uniformemente all'aumentare della frequenza; così facendo, interviene una caduta più lieve e più uniforme verso le alte frequenze, quando si abbia una risposta in frequenza orizzontale per il suono diretto nel campo sonoro diffuso (circa 6 dB fra 1 kHz e 10 kHz).
Nell'apparato Philarmonic si è perciò adottato un complesso delle note medie-acute relativamente grosso, la cui membrana non vibra più alle alte frequenze come un pistone. Con un buon smorzamento interno del materiale del cono e con una forma fortemente navata, si è ottenuto che, al crescere della frequenza, la parte della membrana agente acusticamente divenga sempre più piccola e perciò la direzionalità cresca solo lentamente. Inoltre, con questo sistema, restano relativamente piccole le variazioni della risposta di frequenza.
Lo schema del collegamento dei due altoparlanti è rappresentato in fig. 15. La fig. 16 dà invece le caratteristiche di direttività del diffusore di potenza.

Fig. 14 - Comportamento alla sovraelongazione, misurata acusticamente a diverse frequenze. *a*) a 60 Hz; *b*) a 125 Hz; *c*) a 250 Hz; *d*) a 500 Hz; *e*) a 1 kHz; *f*) a 2 kHz; *g*) a 4 kHz; *h*) a 8 kHz.

Fig. 15 - Schema della connessione degli altoparlanti.

Fig. 16 - Diagrammi polari, orizzontali.

4. - AMPLIFICATORE MISCELATORE

Il complesso amplificatore miscelatore, che serve da elemento di collegamento fra le varie sorgenti di segnali audio e l'amplificatore di potenza, presenta entrate collegate insieme a gruppo, che formano tre canali indipendenti l'uno dall'altro. All'uscita di questi canali si trovano regolatori lineari, coi quali il segnale di ciascun canale può essere applicato all'amplificatore somma. Con ciò è possibile estinguere dolcemente tutte le tensioni audio o miscelare diversi segnali d'entrata, per es. il commento al microfono nel programma musicale, o anche due microfoni tra loro. A parte il normale uso domestico, come apparecchio stereofonico, questa tecnica si addice specialmente alla sonorizzazione di diapositive o di film formato ridotto, ed anche per discorsi per registrazioni su nastro magnetico.
Ciascun canale di entrata possiede un preregolatore, col quale si può adattare la sensibilità dell'entrata dell'amplificatore al livello della sorgente di segnale audio (v. fig. 17). Per poter sfruttare universalmente i sensibili canali di entrata Radio e Fono, sono previste altre possibilità di connessione mediante commutatore.
L'entrata Microfono-Radio ha la sensibilità di 2 mV con una resistenza di entrata di 50 kΩ. Per il collegamento di un sintonizzatore si può commutare in modo che l'entrata dell'amplificatore corrispondente all'alto livello dell'uscita del sintonizzatore, abbia la sensibilità di 250 mV con una resistenza di entrata di 120 kΩ.
L'entrata fono è anch'essa collegata ad un commutatore e a due connettori di entrata. Nel circuito « Fono magnetico » la sensibilità di entrata è 2,5 mV a 1 kHz e con una resistenza di entrata di 50 kΩ. La compensazione della caratteristica di incisione è conforme alla norma DIN 45537. Il secondo connettore è per fonorivelatore piezoelettrico, con una resistenza di ingresso 1 MΩ. A questo connettore può essere collegato anche un microfono; la resistenza di entrata è allora 50 kΩ e la sensibilità è 2 mV.
I microfoni dinamici dovrebbero essere collegati generalmente all'entrata ad alta impedenza. Nel caso di maggiori

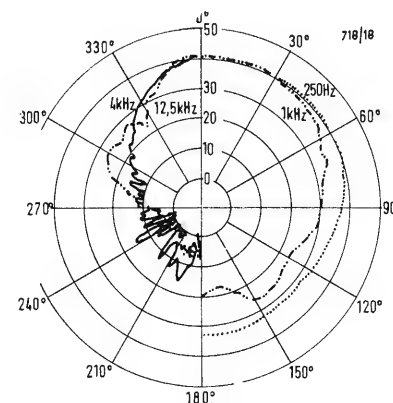
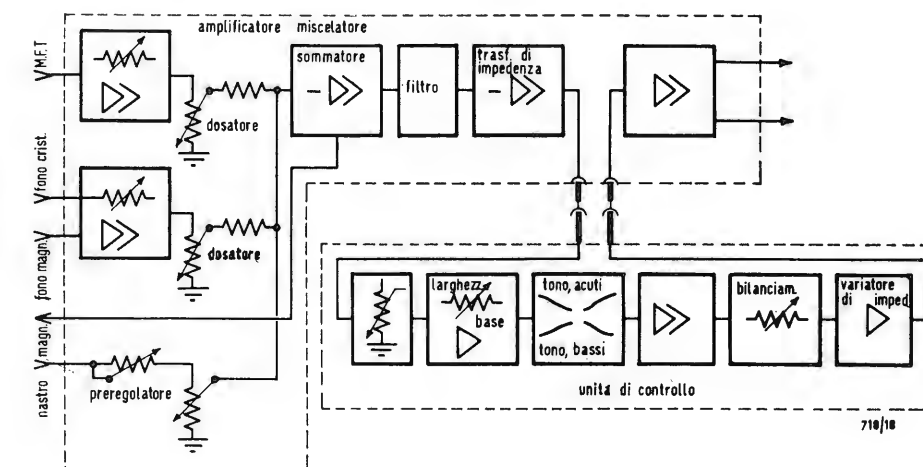



Fig. 17 - Schema a blocchi dell'apparecchiatura.

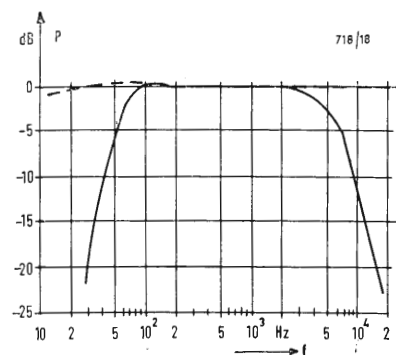



Fig. 18 - Effetto della funzione dei tasti: filtro antirombo e filtro antifruscio.

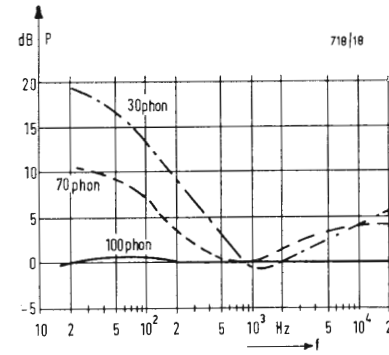



Fig. 19 - Effetto del controllo di volume fisiologico.

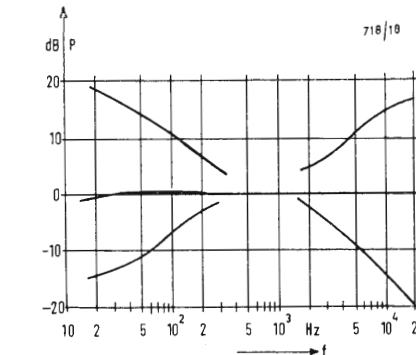



Fig. 20 - Effetto dei regolatori dei toni bassi e dei toni acuti.

lunghezze delle linee di collegamento bisogna usare un trasduttore per cavi. I microfoni sensibili dinamici possono essere usati anche direttamente senza trasformatore. L'entrata magnetofono è applicata all'ingresso dell'amplificatore somma, attraverso il preregolatore, il regolatore di miscelazione e una resistenza di accoppiamento.

Poiché i potenziometri di miscelazione degli stadi sensibili di entrata stanno dopo il preamplificatore, diviene necessaria un'elevata capacità di sovramodulazione di questi stadi. Qui essa è maggiore di 20 dB.

Mediante i preregolatori nel circuito di controreazione del preamplificatore, si possono attenuare le sensibilità delle entrate di oltre 23 dB. Un pregio di questo circuito è che come la retroazione aumenta, il rapporto segnale/disturbo diviene più favorevole.

Col circuito dei potenziometri miscelatori, il livello del segnale viene abbassato di circa 10 dB, il segnale somma viene elevato a 400 mV in un amplificatore successivo a due stadi. Dall'uscita di questo stadio, attraverso un partitore di tensione, il segnale lineare in frequenza viene addotto al terminale del nastro magnetico per la registrazione con magnetofono. Da questa stessa uscita viene anche alimentato il filtro antidisturbo e il filtro antirombo. Questi filtri constano di circuiti *LC* insieme ed hanno, oltre le frequenze limite, attenuazioni di 15 dB/ottava (fig. 18).

Uno stadio convertitore di impedenza in unione coi filtri permette il collegamento da qui in fuori alla sezione di controllo, collegamento che può essere fatto con una linea di maggiore lunghezza. Il segnale elaborato a piacere mediante le funzioni di regolazione nella parte di regia, alimenta lo stadio di uscita dell'amplificatore di miscelazione. Questo stadio fornisce all'uscita 1 V con un'impedenza di uscita di circa 15 Ω. La linea di collegamento ai diffusori di potenza, in tal modo, non è critica.

Accanto al connettore di uscita per il collegamento all'amplificatore di potenza, l'amplificatore miscelatore possiede un'uscita per cuffia. I collegamenti degli auricolari stanno in parallelo all'uscita dell'amplificatore di potenza, e possono essere caricati con impedenze di auricolari ≤ 100 Ω. I contatti 1 e 4 del connettore degli auricolari portano lo stesso segnale, ciascuno con una resistenza di 2,2 MΩ in serie, di modo che da qui si può applicare anche un registratore a nastro. La registrazione viene allora controllata, in opposizione alla registrazione attraverso l'apposito bocchettone nastro, mediante la regolazione del comando nella sezione di controllo.

L'alimentazione di corrente dell'amplificatore miscelatore si ricava, normalmente, dalla linea di alimentazione della bassa frequenza dell'amplificatore di potenza ad esso connesso. È pure possibile tuttavia, per altri scopi, alimentare l'apparecchio con una batteria a 18 V. Nel funzionamento a batteria, non si illumina l'indicatore di messa in servizio. Il consumo di corrente del complesso è circa 90 mA.

5. - UNITÀ DI CONTROLLO

L'unità di regia comprende tutti i potenziometri desiderabili per la manipolazione del suono. Una linea di collegamento lunga 5 m permette di condurre alla regia dal posto a sedere dell'uditore. Oltre ai regolatori, l'apparecchio contiene gli stadi amplificatori, che lavorano con essi. L'amplificazione totale è circa 1.

Mentre la risposta in frequenza non viene variata dai regolatori dell'amplificatore miscelatore, il regolatore di volume sonoro, nella sezione di controllo, ha una caratteristica fisiologica (v. fig. 19). L'apparecchiatura completa è livellata in modo che, con il regolatore di intensità sonora completamente girato al massimo, si abbia la massima intensità da trasmettere. Le compensazioni a volumi sonori minori corrispondono agli audiogrammi.

Al posto del commutatore multiplo Mono-Stereo, l'unità di controllo possiede un regolatore di larghezza di base, che permette un passaggio continuo da Mono a Stereo e da questo in avanti a Stereo-Estremo.

Nel campo di regolazione da Mono a Stereo, i segnali dei due canali vengono, come d'uso, disposti più o meno in parallelo. Fra Stereo ed Estremo vi è una alimentazione supplementare di ciascun canale con la parte sfasata di 180° dell'altro canale. Ciò significa praticamente che il segnale differenza (segnale $X—Y$ = indicazione sui dischi) viene amplificato di più del segnale somma. Con ciò si estendono le sorgenti sonore fuori dal centro ulteriormente verso l'esterno e l'effetto stereo risulta aumentato.

Questa possibilità è spesso utile, poiché, nell'interesse di una buona compatibilità, il segnale $X—Y$ nei dischi e nelle radiotrasmissioni viene spesso ridotto.

I regolatori dei toni alti e bassi lavorano come compensatori a ventaglio, con sopraelevazioni e attenuazioni di oltre 15 dB a 30 Hz e a 20 kHz (v. fig. 20). Prima del convertitore di impedenza all'uscita dell'unità di controllo, vi è il regolatore di bilanciamento. Esso consiste in due potenziometri montati in sensi contrari. Mentre il livello di un canale può essere sopraelevato fino a 6 dB, l'altro canale viene contemporaneamente attenuato completamente.

BIBLIOGRAFIA

[1] GRIESE, H.-J.: *Proprietà di radiazione dei moderni altoparlanti.* Funk Technik N° 20/21 (1965).

[2] FELDTKELTER, R.: *L'udibilità di distorsioni non lineari nella trasmissione di due suoni musicali.* Akustische Belhefte, Volume 2° (1952), N° 3, p. 117 ÷ 124.

A

Fig. 3 - Circuito fondamentale della matrice XZ

Sig. Giancarlo Gabba - Camogli

D. - Che vantaggi comporta il sistema equibanda e come si fa a scegliere gli assi di demodulazione?

R. - Il processo di decodificazione che restituisce i segnali I e Q sfrutta tutta l'informazione di crominanza trasmessa; cioè (per il sistema a 625 righe) i dettagli di colore fino alla larghezza di banda di circa 500 kHz vengono riprodotti a 3 colori, mentre i particolari compresi fra 500 kHz e 1,5 MHz vengono riprodotti come miscela di due colori lungo l'asse I; questi due colori sono all'ingresso l'arancio e il ciano mescolati alla tinta media dell'illuminazione di fondo. Per frequenze superiori a 1,5 MHz, la riproduzione dei colori è affidata solo all'illuminante C.

Un ricevitore che sfrutta tutta l'informazione trasmessa è obbligato a fare uso degli assi I e Q di rivelazione, per eliminare l'interferenza della parte della banda laterale del suo canale I (per frequenze di modulazione di I comprese fra 0,5 MHz e 1,5 MHz) dal suo canale Q. Perciò un ricevitore I, Q, deve contenere un complesso di circuiti di matrizzazione per convertire I, Q e Y nei segnali R, V e B per il tubo di visione; generalmente questa matrice è assai complessa e costosa. Inoltre, occorre introdurre un ritardo nel canale I, poichè la larghezza di banda di I è maggiore di quella del canale Q, per cui comporta un ritardo minore (il ritardo è inversamente proporzionale alla larghezza di banda di un filtro, trasformatore accordato ecc).

Sotto 0,5 MHz non c'è limitazione di larghezza di banda differenziale e si possono usare assi qualsiasi di rivelazione, alla condizione di non riprodurre col ricevitore le frequenze superiori a 0,5 MHz. Allora, avendo una riproduzione tricromica per dettagli inferiori a 0,5 MHz, e per larghezze di banda superiori a questo valore avendo una riproduzione solo in funzione dell'illuminante C e del colore medio di fondo, è possibile ottenere una notevole semplificazione dei circuiti della matrice. In questo caso, i due rivelatori sincroni lavorerebbero in teoria con eguale larghezza di banda di 0,5 MHz ognuno; tale dispositivo è detto *rivelazione equibanda,* per evidenti motivi.

E' logico dedurre che se un ricevitore equibanda esclude le frequenze più alte del segnale di crominanza, la qualità risultante dell'immagine da esso riprodotta deve essere inferiore a quella di un ricevitore I, Q. Bisogna però ricordare che il segnale trasmesso impiega la spartizione della larghezza di banda, per cui il funzionamento con I e Q comporta, in media, maggior luminosità all'intermodulazione di crominanza, rispetto al sistema equibanda. Di conseguenza, mentre un ricevitore I, Q riproduce dettagli più fini colorati e riproduce anche, come colore, l'informazione di luminanza del campo video da circa 1,7 a 4 MHz, il corrispondente campo di interferenza per il sistema equibanda a banda stretta è solo da circa 2,3 a 4 MHz.

Altro punto da considerare è che se il canale I ricevesse un incremento da 1 a 2 monobanda fra 0,5 MHz e 1,5 MHz, l'intermodulazione di luminanza fra 1,7 e 2,3 MHz risulterebbe aumentata.

A tutt'oggi non si può ancora affermare se sia meglio il sistema I, Q o il sistema equibanda; in pratica in trasmissione si usano entrambe le modulazioni I, Q ed equibanda. Si è

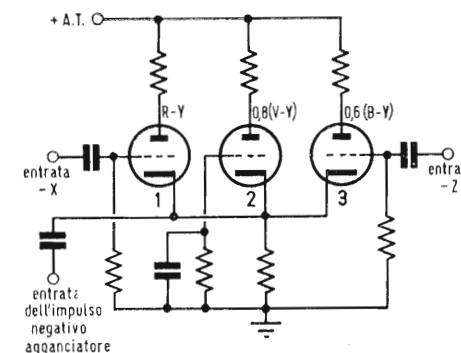
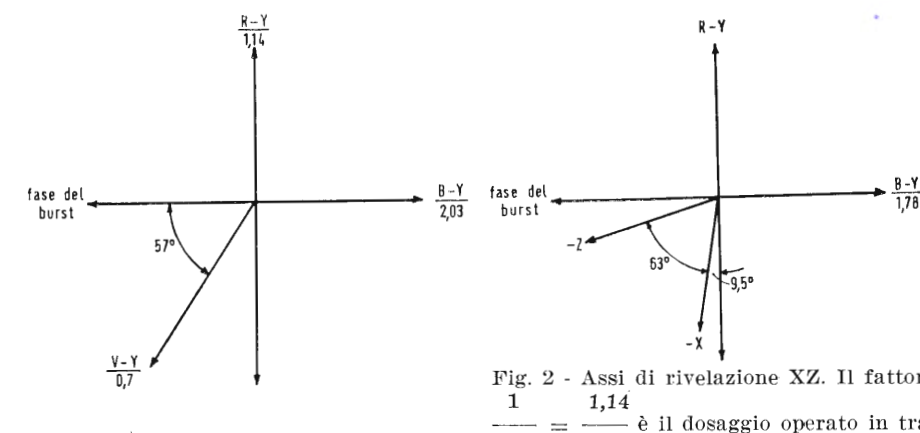



Fig. 1 - Posizione dell'asse di rivelazione V—Y

Fig. 2 - Assi di rivelazione XZ. Il fattore $\frac{1}{1,78} = \frac{1,14}{2,03}$ è il dosaggio operato in trasmissione di B—Y relativamente a R—Y

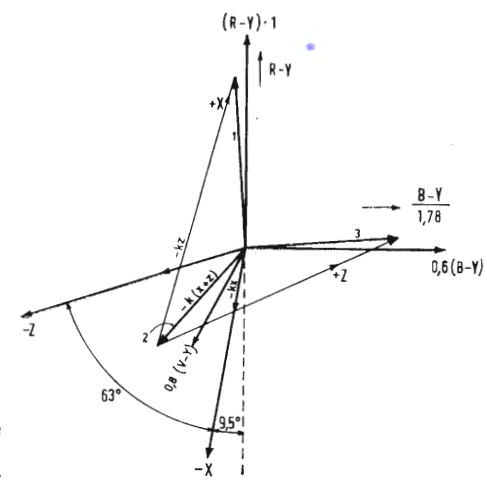



Fig. 4 - Diagramma vettoriale del circuito della matrice XZ

sperimentalmente riscontrato che si possono ottenere immagini di qualità molto buona col sistema equibanda, impiegando una larghezza di banda leggermente maggiore di quella del segnale Q; questa tecnica è impiegata nella maggior parte dei ricevitori americani. Allora il sistema equibanda con frequenze di modulazione fino a 650 MHz può fornire risultati soddisfacenti. Naturalmente, a rigore, si verifica modulazione incrociata fra i due canali di crominanza per le frequenze di modulazione comprese fra 0,5 e 0,65 MHz (la zona della banda laterale unica), ma si ritiene che il vantaggio che ne deriva dalla riproduzione dei particolari colorati, compensi e superi l'interferenza di crominanza in questo campo.

SCELTA DEGLI ASSI

Col sistema equibanda non ha luogo l'intermodulazione di crominanza e si possono usare gli assi di demodulazione desiderati (in questo consiste il vantaggio offerto dal sistema equibanda). Le possibilità sono, in conseguenza multiple: per es. si può rivelare lungo gli assi R—Y, V—Y e B—Y con tre rivelatori distinti, o rivelare lungo gli assi R—Y e R—Y usando inoltre una semplice matrice per ottenere V—Y; si usano anche gli assi X e Z e la demodulazione simmetrica.

L'asse V—Y può essere dedotto dalla relazione:

$$V—Y = \frac{— 0,3\ (R—Y) — 0,11\ (B—Y)}{0,59}$$

Si dimostra che rivelando lungo un asse sfasato di 57° in anticipo rispetto alla fase del burst, e con un guadagno di 0,7, si ottiene il segnale V—Y (vedi fig. 1).

Per il fatto che col sistema equibanda si possono ricavare i segnali differenze di colore senza matrici, l'uso della matrice risulta limitato alla semplice somma della luminanza Y a detti segnali differenze di colori. Anche questa matrice può essere eliminata, facendo la rivelazione ad un livello abbastanza alto per permettere di pilotare il tubo tricromico direttamente con l'uscita del rivelatore. Questa tecnica è detta *rivelazione ad alto livello*.

In questo caso i tre segnali differenze sono applicati direttamente alle griglie controllo corrispondenti ai 3 colori, mentre il segnale —Y viene applicato ai 3 catodi collegati fra loro; in pratica, i catodi sono alimentati con frazioni convenienti del segnale Y, per tener conto dei diversi rendimenti dei fosfori; allora la matrizzazione è effettuata dal tubo stesso.

LA RIVELAZIONE XZ

La RCA ha introdotto un interessante ed efficiente metodo di decodificazione noto coll'appellativo di rivelazione XZ. La novità del circuito non sta tanto nei rivelatori veri e propri, che sono del normale tipo di semplice mescolatore a basso livello, quanto nella scelta degli assi di rivelazione e nel dispositivo delle matrici, che seguono i rivelatori. Questo sistema è adatto alla rivelazione equibanda della sottoportante di colore modulata.

Nella rivelazione XZ, si alimentano due rivelatori sincroni col segnale subportante modulato e ciascuno con una particolare fase del segnale di riferimento, in modo che un asse di rivelazione è —X e l'altro —Z come mostra la fig. 2. Si noti che l'uscita di ciascun rivelatore sarà composta secondo un certo rapporto dei segnali R—Y e B—Y, e le proporzioni sono diverse per i due rivelatori (cioè l'uscita del rivelatore —Z contiene relativamente più segnale — (B—Y) che la uscita del rivelatore —X).

Le uscite dei due rivelatori vengono applicate ad una matrice a 3 triodi aventi un comune carico di catodo (v. fig. 3). Il dispositivo a triodi è perfettamente simmetrico, con uguali carichi anodici e con le stesse costanti di tempo dei circuiti di griglia. La griglia del triodo 2 è a massa per le componenti di segnale, perciò la sua tensione di catodo, e in conseguenza la sua uscita anodica, è proporzionale alla somma dei segnali applicati ai triodi 1 e 3. Ricordando la relazione sopra riportata per ripristinare il segnale V—Y partendo dai segnali R—Y e B—Y se si fa in modo che la somma dei segnali —X e —Z contenga — (R—Y) e — (B—Y) nel rapporto 0,3/0,11, l'uscita del triodo 2 risulta proporzionale a V—Y.

Riferendoci al diagramma vettoriale di fig. 4, la somma vettoriale di — X e —Z dà il vettore 2 dopo moltiplicazione per un opportuno fattore K posto uguale a 0,8 in questo caso. Il vettore 2 è proporzionale all'uscita del triodo 2 e coincide col vettore 0,8 (V—Y). Occorre ricavare anche i vettori segnali differenze R—Y e B—Y e per fare ciò bisogna tollerare un certo errore nell'uscita di ciascuna differenza, perchè non ci sono abbastanza variabili per soddisfare simultaneamente tutte le condizioni richieste, senza distruggere la simmetria del complesso.

Il segnale applicato alla griglia del triodo 1 è formato dal segnale —X diminuito della tensione di catodo — k (X+Z), ossia il segnale in griglia è — X + k (X+Z) e l'uscita del triodo 1 è proporzionale a X — k (X+Z) ed è rappresentata dal vettore 1. Sempre teoricamente, questo vettore deve coincidere con l'asse R—Y. Analogamente, il segnale applicato alla griglia del triodo 3 è costituito dal segnale —Z diminuito della tensione di catodo — K (X+Z); quindi l'uscita del triodo 3 è proporzionale a Z — k (X+Z) ed è rappresentato dal vettore 3. I vettori X e Z in fig. 4 sono scelti in modo che le uscite dei triodi 1, 2 e 3 siano proporzionali a R—Y, 0,8 (V—Y) e 0,6 (B—Y), dove i coefficienti 1; 0,8 e 0,6 sono i rapporti dei rendimenti dei fosfori. Siccome non è possibile ottenere le uscite pure esatte, bisogna scegliere X e Z in maniera da avere la minima interferenza nei segnali differenze.

Pertanto l'uscita 1 è formata da R—Y e da una piccola quantità di —(B—Y), l'uscita 2 è formata da 0,8 (V—Y) e da una piccola quantità di — (B—Y), mentre l'uscita 3 è formata da 0,6 (B—Y) e da una piccola quantità di (R—Y); concludendo:

uscita 1 = 1,0 [(R—Y) — 0,07 (B—Y)]
uscita 2 = 0,8 [(V—Y) — 0,07 (B—Y)]
uscita 3 = 0,6 [(B—Y) — 0,07 (R—Y)]

dove i fattori 0,07 (7% di intermodulazione di colore) sono stati determinati scegliendo gli assi X e Z per la minima interferenza.

Si dimostra che l'interferenza di crominanza può essere evitata solo quando il rapporto del rosso al blu nel segnale pilota è 1 a 0,367. Per il rapporto rosso/blu = 0,6 nel segnale pilota, l'intermodulazione è solo il 7%, poichè in pratica i vettori 1, 2 e 3 possono essere ruotati per mezzo del controllo di tinta, finchè si ottiene il giusto tono carnicino la modesta interferenza non ha importanza. Se si vuole, si può introdurre una resistenza fra le uscite 2 e 3, per «tirare insieme» i vettori 2 e 3, riducendo così l'interferenza. Si può togliere l'effetto della intermodulazione applicando un'opportuna frazione dell'entrata del triodo 3 alla griglia del triodo 2, invece di connettere a massa questa ultima.

Si è visto (fig. 3) che le uscite dei rivelatori sincroni sono accoppiate capacitivamente al circuito della matrice a triodi; ciò è necessario, perchè gli anodi dei rivelatori sono a tensione continua prossima a quella dell'alimentatore, ma ovviamente occorre ricorrere a qualche mezzo per ripristinare la componente continua. Le componenti continue del segnale di crominanza vengono ripristinate colla tecnica dei circuiti agganciatori (clamping), dove un forte impulso negativo, che si presenta durante il periodo di cancellazione orizzontale, viene applicato al collegamento comune dei catodi dei tre triodi. Questo impulso rende i tre triodi conduttivi durante il tempo di soppressione di riga, per cui essi presentano corrente di griglia che carica i condensatori di accoppiamento delle griglie stesse. La

polarizzazione dei tre triodi è perciò fissata alla stessa tensione alla fine dell'analisi di ciascuna riga; in tal modo le componenti continue presenti nel segnale di crominanza vengono applicate alle griglie dei triodi durante la scansione di riga. Gli anodi dei triodi sono direttamente accoppiati in c.c. ai corrispondenti elettrodi del tubo tricromico di visione. Per assicurare la giusta azione di agganciamento, il segnale subportante alimentato ai rivelatori sincroni deve essere cancellato durante il periodo di soppressione orizzontale per escludere il burst e tutte le eventuali informazioni spurie. Ciò si può fare ad es. applicando un opportuno impulso positivo al catodo dello stadio di uscita della sottoportante di crominanza, di modo che tale stadio diviene inattivo durante il tempo di agganciamento. Questa tecnica di aggancio ha due altri pregi, oltre alla ricomposizione della c.c. Poichè ciascun triodo è polarizzato dalla sua propria corrente di griglia durante il tempo di ritorno, ogni interruzione di emissione di un triodo provoca minor corrente di griglia e quindi minor polarizzazione di quel triodo. Conseguentemente, il guadagno di ogni triodo tende a conservarsi costante anche coll'invecchiamento. Poichè un forte impulso negativo è applicato ai catodi dei triodi, gli anodi dei triodi subiscono un fortissimo abbassamento di tensione durante il tempo di ritorno, di modo che tutte le tre immagini anneriscano durante la ritraccia, provvedendo così la soppressione delle tracce di ritorno.

In fig. 5 è rappresentato il circuito di rivelazione XZ della RCA per i suoi ricevitori a 525 righe. I rivelatori sincroni X e Z sono del tipo a mescolatore e sono alimentati col segnale sottoportante e coi segnali di riferimento di fase opportuna. I catodi sono collegati alla massa attraverso un potenziometro, in modo da equalizzare i guadagni dei due rivelatori; i due circuiti anodici sono identici. Induttanze di correzione sono aggiunte per mantenere la risposta in frequenza delle uscite dei rivelatori a 1,3 MHz entro — 3dB, per cui qui si realizza il sistema equibanda a banda larga. Bobine di arresto RF sono inserite nelle uscite dei rivelatori per attenuare le componenti sottoportanti applicate alla matrice e le griglie dei triodi delle matrici sono collegate a circuiti di eguali costanti di tempo. L'impulso negativo di agganciamento per i catodi dei triodi si ricava da un amplificatore, cui è applicato un conveniente impulso prelevato dal trasformatore di uscita di deviazione orizzontale. Poichè l'impulso agganciatore provoca l'applicazione di una polarizzazione negativa alle griglie dei triodi in conseguenza del flusso di corrente di griglia, bisogna applicare una opportuna polarizzazione positiva (in questo caso + 60 V) alle resistenze di fuga di griglia dei triodi per otte-

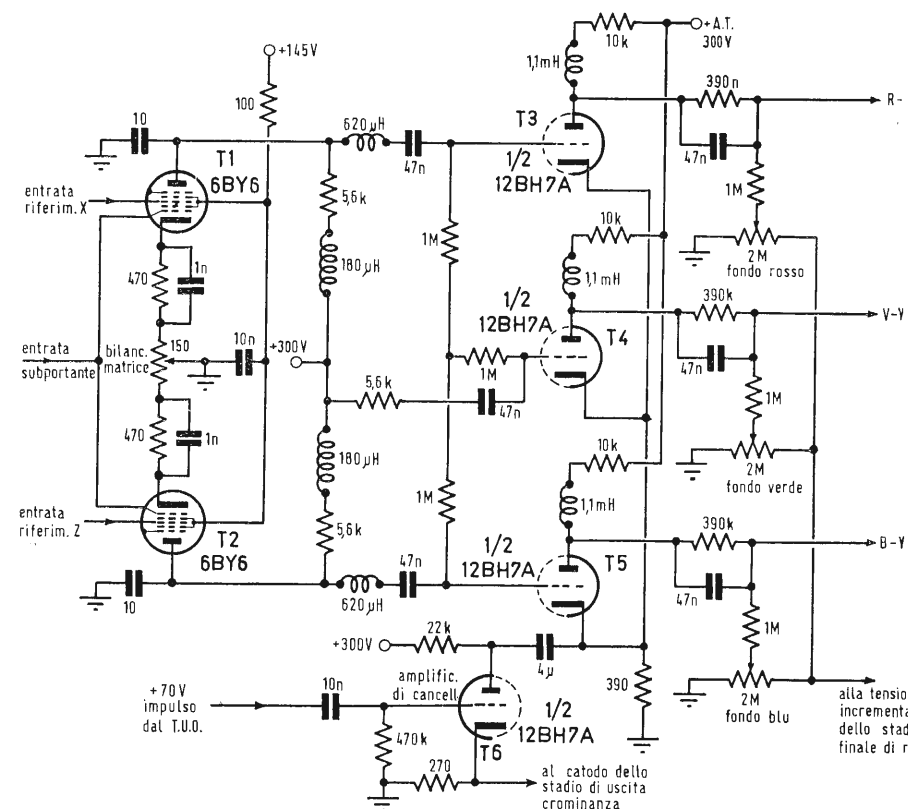



Fig. 5 - Rivelazione XZ e circuito matrice per il sistema americano a 525 righe

nere la giusta polarizzazione fra griglia e catodo. Il catodo dell'amplificatore di soppressione è collegato al catodo dello stadio di uscita di crominanza a frequenza subportante, per eliminare il burst durante il tempo di cancellazione.
Si noti che mentre la griglia del triodo del segnale differenza di colore verde è messa a terra per le componenti alternative di segnale, essa è connessa alla linea + A.T. attraverso un circuito RC avente esattamente lo stesso valore che presentano i triodi delle differenze di colori rosso e blu. Perciò le variazioni della linea A.T. non producono variazioni differenzali fra i potenziali degli anodi dei triodi, in conseguenza la stabilità dell'equilibrio del bianco tende a essere indipendente da tali variazioni, che perciò influenzano essenzialmente solo la luminosità.
I circuiti anodici dei tre triodi sono identici; una polarizzazione continua variabile, per il controllo della luminosità di fondo, è applicata attraverso un circuito di alta impedenza per evitare la perdita di componenti c.c. della crominanza. L'alimentazione c.c. di alto valore richiesta in conseguenza di ciò, si ricava dalla tensione incrementata della base dei tempi orizzontale. A.N.

Sistemi di televisione a colori adottati dai vari Stati

La conferenza di Oslo, tenutasi nei mesi di giugno e luglio 1966, ha visto riuniti gli esperti della televisione a colori dei Paesi aderenti alla Unione Internazionale Telecomunicazioni; nell'elenco seguente riportiamo un panorama della situazione della Televisione a colori nel mondo. C.B.

STATO	SISTEMA	INIZIO PREVISTO DELLE TRASMISSIONI
Arabia Saudita	NTSC	da stabilire
Canada	NTSC	settembre 1966
Cina (Formosa)	NTSC	1968
Equador	NTSC	da stabilire
Giappone	NTSC	settembre 1966
Stati Uniti d'America	NTSC	1953
Australia	PAL	da stabilire
Danimarca	PAL	da stabilire
Finlandia	PAL	1970
Germania Occ.	PAL	1967
Inghilterra	PAL	1967
Irlanda	PAL	da stabilire
Islanda	PAL	da stabilire
Lichtenstein	PAL	1970
Norvegia	PAL	1970
Nuova Zelanda	PAL	da stabilire
Olanda	PAL	1967-1970
Sud Africa	PAL	da stabilire
Svezia	PAL	1968
Svizzera	PAL	1970
Africa Centrale (Repubblica)	SECAM	1970
Algeria	SECAM	1970
Bulgaria	SECAM	1970-1973
Camerun	SECAM	1970
Cuba	SECAM	1973
Grecia	SECAM	1975
Jugoslavia	SECAM	1969-1970
Romania	SECAM	1970
Alto Volta	SECAM III	1971-1972
Columbia	SECAM III	1976
Congo (ex-francese)	SECAM III	da stabilire
Costa d'Avorio	SECAM III	1969-1970
Cecoslovacchia	SECAM III	1970
Dahomey	SECAM III	1970
Francia	SECAM III	1967
Gabon	SECAM III	1969
Libano	SECAM III	1967-1968
Madagascar	SECAM III	da stabilire
Malì	SECAM III	1970
Monaco (principato)	SECAM III	1967
Mongolia	SECAM III	1969
Niger	SECAM III	da stabilire
Polonia	SECAM III	1967
Senegal	SECAM III	1970
Togo	SECAM III	1970
Unione Sovietica	SECAM III	1967
Mauritania	SECAM IV	1969-1970
Portogallo	SECAM IV	da stabilire
Tunisia	SECAM IV	1969-1970

STATI INDECISI

Brasile
Congo (ex-belga)
Giordania
India
Iran
Israele
Italia
Kenia
Lussemburgo
Messico
Perù
Spagna
Turchia

Austria si è astenuta
Belgio ha risposto evasivamente
Kuwait non ha indicato preferenze

(il testo segue da pag. 126)

5. - CONCLUSIONI

L'oscilloscopio programmabile 155A e il programmatore 1550A formano una combinazione particolarmente utile in tutte le applicazioni dove debbano essere eseguite delle misure ripetute.
Componenti elettronici e circuiti montati possono essere rapidamente provati.
La procedura del controllo di produzione è notevolmente semplificata e il tempo di prova può venire considerevolmente ridotto poichè l'oscilloscopio è preparato e l'operatore deve semplicemente premere un pulsante per osservare la forma d'onda desiderata. La procedura è così semplice che gli errori dell'operatore ed il tempo di istruzione di questo sono ridotti, ed inoltre poichè i controlli sono eseguiti più rapidamente si rendono necessari meno stadi di prova e quindi meno tecnici adibiti a questo compito.
Non solo il costo per misura è ridotto, ma anche la manutenzione degli interuttori che costituiscono i comandi e i tempi di inutilizzazione sono ridotti.
Gli indicatori luminosi di posizione, sensibilità, e sweep permettono una rapida verifica del modo di funzionamento.
Per consentire una certa elasticità di misura, tutti i comandi possono essere azionati manualmente anche mentre l'oscilloscopio è programmato. Osservando che l'oscilloscopio può spesso essere desiderato per i soli vantaggi che il suo sistema di comandi offre per un uso di laboratorio, il prodotto è ottenibile senza i circuiti di programmazione ad un prezzo ridotto.
In ogni caso è poi possibile ottenere separatamente i circuiti ad innesto e il cablaggio necessari a trasformare lo strumento nella versione programmabile. A

0852 - Prof. Dott. Bovoli P. - Bologna

D. Disponendo di una apparecchiatura HI-FI così composta: amplificatore Harman-Kardon X 500 W 25 + 25; sintonizzatore stereo Dyna F.M. 3; giradischi DUAL 1019; cartuccia ellittica Empire 880 PE; n. 2 casse acustiche del tipo baffle infinito autocostruite secondo quanto descritto nel n. 5/'60 di « Alta Fedeltà » e risultando i contenitori molto ingombranti e di classe inferiore agli altri componenti di carattere professionale, riterrei opportuno – previo vostro consiglio – provvedere alla sostituzione degli altoparlanti con altri da scegliersi fra i tipi seguenti: n. 2 coppie di Philips EL 7021/0/1, risposta 30-18.000; n. 2 Jensen DL 220 serie Delta, risposta 25-16.000; n. 2 Jensen SG 220 serie Sigma, risposta 20-15.000; n. 2 Jensen KTF 3 a tre vie, risposta 25-18.000 da sistemarsi preferibilmente ai lati della finestra, od *a muro* in n. 2 nicchie accostate di cm 55 di altezza, 140 di lunghezza e 30 di profondità, poste a livello del pavimento dell'ambiente d'ascolto (v. pianta).
Desidererei inoltre che mi forniste informazioni riguardo:
a) alla differenza che sussiste fra gli altoparlanti DL220 e SG220 entrambi della Jensen i quali posseggono più o meno la stessa risposta, anzi il tipo più economico ha una risonanza inferiore;
b) il concetto che viene seguito nel fissare i dati relativi alla risposta degli altoparlanti dei quali non appare il limite dei picchi e dei valli e la percentuale della distorsione;
c) se anche nella costruzione dei contenitori Bass-superflex Jensen sussistono i limiti della dimensione più lunga nei confronti di quella più corta nel rapporto massimo di 1 a 3;
d) alla ragione in base alla quale la DYNA, nelle istruzioni per il montaggio del suo sintonizzatore, sconsiglia, anzi considera erroneo l'uso degli strumenti da laboratorio, nelle operazioni di taratura facendo eccezione per il solo VTVM, raccomandandosi di usare in loro vece l'occhio di sintonia dello stesso apparecchio;
e) alla possibilità di montare una coppia, od in difetto, un solo altoparlante Philips da 8'' in un contenitore del tipo Bass-superflex, allontanandosi dal solito Bass-reflex raccomandato dalla Philips;
f) alla possibilità di usare contenitori della forma di quelli in mio possesso usandoli come tavolinetti con il woofer rivolto verso il basso ed il midrange ed il tweeter in piccoli contenitori da sistemarsi sopra gli stessi od a scaffale;
g) alla possibilità di impiego di altoparlanti di impedenza diversa da quella d'uscita dell'amplificatore e se il limite di tolleranza di cui parla la vostra rivista, cioè 1 Ω vale anche nel caso limite: ingresso 4 Ω, altoparlante 3 Ω; e se sono da preferirsi gli altoparlanti in serie od in parallelo;
h) al concetto di « muro infinito » nella sistemazione degli altoparlanti.

R. Le coppie di altoparlanti da Lei proposte sono da ritenersi scarse. Infatti, se l'amplificatore può dare 25 W continui per canale (equivalenti a circa 40 W musicali IHF), un altoparlante da 20 W max risulta ingolfato e, per così dire, strozza l'amplificatore. Se però Ella vuole adottare due simili altoparlanti per ciascun canale (4 altoparlanti in tutto), la potenza è ben distribuita, ma riterremo meglio adottare per es. 1 Mod. G-600 Jensen da 38 cm (meglio ancora il mod. G-610B Jensen, assai costoso però) per ogni canale.
Consigliabili anche gli altoparlanti Altec: mod. 605A, 15'', 35 W, 20 ÷ 20.000 Hz; mod. 602C, 15'', 25 W, 20 ÷ 20.000 Hz.
Le serie Delta e Sigma della Jensen praticamente si equivalgono.
L'ambiente ci sembra fortemente riverberante; la cappa di rame sul caminetto, il pavimento in ceramica e le pareti vetrose sono superfici fortemente riflettenti. Sarà utile l'uso di un tappeto davanti agli altoparlanti e di tende ondulate alle finestre.
a) Si è già detto che funzionalmente i due tipi di altoparlanti in oggetto si equivalgono; la differenza di prezzo è dovuta alle differenze costruttive che rendono un tipo più economico dell'altro senza influire in modo apprezzabile sulla prestazione.
b) Non ci è ben chiaro che cosa Ella chiede. Le caratteristiche degli altoparlanti si misurano in cabine acustiche con microfono rotante, alimentando l'altoparlante con un generatore di audio frequenze, vobulato sui bassi e ricavando un diagramma con un apposito registratore rapido. La potenza e la distorsione si misurano con il misuratore di pressione e con un analizzatore di armoniche.
c) In materia dimensionale dei bass-reflex esiste un caos; ogni fabbricante foggia il contenitore che meglio si adatta al suo altoparlante apportando modifiche sperimentali ai dati di calcolo. Buona norma per i bass-reflex è di fare l'altezza doppia della profondità e la larghezza uguale a $\sqrt{2} \times$ profondità.
d) Ogni strumento applicato a un circuito, lo altera, quindi è bene usare pochi strumenti. Comunque, un generatore RF occorre, a meno che non si usi una stazione trasmittente come generatore, cioè si sfrutti il segnale ricevuto proveniente da un emettitore. In tal caso si può tarare il ricevitore solo su quella stazione; per la taratura dell'intera gamma occorrono tante stazioni quante se ne vuol ricevere, con pericolo di disintonizzare i circuiti già tarati su altre emittenti.
e) Non è consigliabile scostarsi dai dati costruttivi Philips per gli altoparlanti della stessa marca, perché i bass-reflex sono studiati ciascuno per un dato altoparlante, come li vestito su misura per un individuo. Due altoparlanti uguali in uno stesso contenitore bass-reflex sono da escludere, perché porterebbero ad uno squilibrio dimensionale e ad una finestra troppo grande.
f) La cosa è senz'altro fattibile; è bene che l'altoparlante delle note centrali e il tweeter siano fuori dal bass-reflex, avendo così la possibilità di orientarli opportunamente. L'unica attenzione occorrente è per le riflessioni dal suolo che possono essere dannose.
g) Si possono usare altoparlanti con impedenza diversa da quella disponibile al secondario del T.U. a patto di usare potenziometri in serie e in parallelo, tali da riportare il carico al valore del T.U. per il buon adattamento all'amplificatore. Tale soluzione fa perdere in ogni caso una parte considerevole della potenza dell'amplificatore nelle resistenze aggiunte ed è quindi da evitarsi se appena possibile; vi si ricorre quando si vogliono usare altoparlanti preesistenti aventi impedenze non adatte.
Un altoparlante da 3 Ω può abbastanza bene collegarsi alla presa 4 Ω del T.U., ma non vediamo cosa c'entrino i 10 Ω. Gli altoparlanti saranno da disporsi in serie quando la loro impedenza singola è minore di quella del T.U., ovvero in parallelo quando detta impedenza è maggiore di quella del T.U. In ogni caso deve trattarsi di altoparlanti dello stesso tipo, perché non si potrebbe mai mettere un woofer in serie con un tweeter.
h) Il funzionamento su cui si basa l'altoparlante è quello del pistone in parete infinita, cioè posto in un foro praticato in un muro. Scostandosi da questa condizione (e bisogna

E' deceduto a St. Moritz il 9 marzo scorso il Dr. Ing. Giuseppe Gallo, Presidente della Condor S.p.A. e primo costruttore in Italia di autoradio.
Nato a Milano nel 1909 si era dedicato fin dal 1931 al settore radiofonico, costruendo gli impianti di radicamplificazione dell'Arena di Milano, del Sanatorio di Sondalo, e di altri Enti e scuole.
Con la costruzione, nel 1935, della prima autoradio prodotta in Italia, l'Ing. G. Gallo diede inizio alla sua opera pionieristica nel settore, culminata nel 1953 con la produzione della prima autoradio a sintonia elettronica. Per la sua esperienza e capacità, l'Ing. Gallo, ricopriva la carica di Vice Capo Gruppo del Gruppo Costruttori Radio e Televisione e di Capo Sezione Apparecchi Finiti presso l'A.N.I.E.

farlo normalmente) vengono meno le premesse allo studio teorico, quindi i risultati non concordano con quelli del calcolo. In pratica ci si accosta alla parete infinita mettendo l'altoparlante in un contenitore chiuso da tutti i lati, senza apertura – che sono invece caratteristiche del bass-reflex. Si tratta sempre di un'approssimazione non del tutto soddisfacente. *a.f.*

0853 – G. Carozza – Bergamo

D. Gradirei una precisazione a riguardo dello schema di alimentatore stabilizzato pubblicato su *l'antenna* n. 6 anno 1965, a pag. 280 (fig. 8).

La precisazione è questa: nella descrizione è menzionato un $C_1 = 1\ \mu F$ che sullo schema non è messo; poi il transistor Q6(NPN) ha la base che non è collegata.

R. Il condensatore $C_1 = 1\ \mu F$ a carta deve essere connesso fra la base di R_7 e il — dell'alimentatore (cioè in parallelo a R_{10} e alla parte inferiore di R_9).

La base dell'amplificatore differenziale Q6 deve ricevere la tensione di riferimento del diodo CR, quindi deve essere connessa all'elettrodo catodico di detto diodo (ossia alla barretta rappresentante il catodo). *a.f.*

0854 – R. Piglione – Asti.

D. Ho costruito l'amplificatore stereo apparso su «*l'antenna*» n. 6, 1965, ottenendo dal medesimo prestazioni eccellenti.

Allo stesso, ho accoppiato un sintonizzatore FM auto costruito con i telaietti sub-assembli PMS PMA della PHILIPS.

Desiderando autocostruire un decoder a transistor, da applicare a detto sintonizzatore, dove potrei rivolgermi per l'acquisto dei filtri stereo necessari?

È prossima la pubblicazione sulle vostre pagine di uno schema di decoder stereo a transistor?

R. Ci siamo dati da fare per reperire quanto da Lei richiestoci, ma non ci è stato possibile trovare i soli filtri.

Esistono oggi diversi sintonizzatori stereo per la ricezione delle emissioni MF multiplex stereo e Le consigliamo di adottare uno di quelli.

Su *l'antenna* sono stati riportati o lo saranno in futuro, gli schemi di apparecchi stereo di alta fedeltà a transistori, decodificatori stereofonici per la ricezione di stereofonia a R.F. (Braun CE 16; Graetz 790.901; Grundig 6; Metz 420), fra i quali sono previsti gli schemi elettrici dei sintonizzatori MA/MF stereo mod. AJ-33/E e mod. AJ-43/E della Heathkit; i prezzi di listino sono per l'AJ-43/E L. 124.000 (scatola di montaggio) L. 148.000 (montato), e per l'AJ-43/E L. 161.000 (scatola di montaggio), L. 209.300 (montato).

Ci sembrano una buona soluzione per il Suo problema.

Gli schemi e i dati in questione per quanto circostanziati, non porteranno dati costruttivi, come i numeri di spire degli avvolgimenti, valori di induttanze ecc., perchè questi elementi non vengono forniti dalle case costruttrici.

I dati costruttivi da Lei richiesti dipendono dai transistori usati e dai tipici circuiti, e possono essere determinati in seguito ad un apposito progetto, che esula dai limiti di una rivista. Pensiamo tuttavia che le nostre prossime pubblicazioni Le possano tornare utili.

Gli apparecchi sopra menzionati sono reperibili presso la LARIR International S.p.A. - Milano, V.le Premuda, 38/A. *a.f.*

0855 - Sig. Radice A. - Senago (Milano)

D. Ho costruito l'amplificatore descritto sulla vostra rivista N. 4/'65, pag. 181 (Amplificatori di potenza e di qualità transistorizzati); ultimata la costruzione non ho ottenuto dei risultati soddisfacenti, ho riscontrato le seguenti anomalie: *a*) i toni bassi sono completamenti muti; *b*) la potenza totale su un carico di circa 5 Ω è di non più di 5 W (provvisoriamente come transistori finali 2 OC26); *c*) la tensione 9 V tra collettore ed emettitore del TI SFT353 mi risulta circa 20 V.

Vi prego di darmi istruzioni in merito e se è possibile anche il valore della resistenza collegata tra base ed emettitore del T2 e la capacità del condensatore collegato all'entrata del p.u.piez. tra la *R* da 4,7 Ω e massa, rispettivamente montati nel preamplificatore.

Inoltre gradirei sapere che tipo è il diodo a punta oro e dove potrei acquistarlo.

R. Premettiamo che il nostro articolo è stato dedotto da un articolo pubblicato sulla rivista francese «Toute l'électronique» N. 280, novembre '63, e che noi non abbiamo costruito detto amplificatore, quindi non possiamo eseguire controlli, ma possiamo solo riportare fedelmente schemi e descrizioni originali.

Precisiamo: la resistenza fra base è massa (non emettitore) di T_2 nel preamplificatore è 10 kΩ; il condensatore fra le resistenze 47 kΩ (non 4,7 Ω) e massa è 2 nF; il diodo nell'amplificatore è il tipo 13P1 della SESCO; le due resistenze all'ingresso del P.U. magn. sono rispettivamente 5,6 kΩ e 3,9 kΩ anzichè 56 kΩ e 39 kΩ.

La mancata potenza di uscita può essere imputabile al cambiamento dei transistori finali. La consigliata sostituzione degli OC26 al posto degli SFT240 non appare opportuna; se con due transistori SFT240 capaci di 40 W ciascuno, si ricavano 20 W, non fa meraviglia che i modesti OC26 ne forniscano solo la quarta parte.

Altro motivo di scarsa uscita può essere un disadattamento del carico (il testo parla di 3,5 Ω e non di 5 Ω).

Il circuito dei toni è quasi classico, del tipo BAXANDALL, quindi non c'è ragione che non funzioni; nel nostro schema dei toni non c'è alcun errore, esso è in tutto uguale all'originale.

La tensione di 9 V sembra un po' bassa, ma 20 V sono troppi; infatti il consumo di T_1 è circa 0,7 mA, la caduta di tensione ai capi della resistenza 22 kΩ di collettore è allora $22 \times 0{,}7 = 15{,}4$ V, sulla resistenza di emettitore si localizza 1 V, dunque in circuito si ha la caduta di 16,4 V; essendo l'alimentazione 27 V, di capi del T_1 rimangono allora $27 - 16{,}4 = 10{,}6$ V, che non possono diventare 20.

Le consigliamo inoltre questa modifica: nel preamplificatore, al collettore di T_2, c'è un condensatore da 5 μF; anziché collegarlo all'estremità del potenziometro, lo colleghi al cursore e l'estremità alla base del transistore SFT353 (T_1).

Questa variazione consente un adattamento di impedenza costante, fra la base di T_1 e massa, di 10 kΩ, mentre originariamente a basso volume, la base di T_1 si trovava quasi a massa. *a.f.*

0856 – F. Babecler – Trieste.

D. Desidera lo schema di un oscillatore modulato adatto a coprire la gamma delle onde lunghe (per l'allineamento dei trasformatori di media frequenza) e delle onde medie.

R. In figura 1 è rappresentato lo schema di una semplice, ma interessantissima eterodina modulata, adatta a coprire l'intera gamma da 120 a 1670 kHz che, utilizzando le frequenze armoniche, può essere usata su alcune gamme delle onde corte. Essa è completamente transistorizzata. Le gamme sono state suddivise in quattro sottogamme: una per le *onde lunghe* da 120 a 300 kHz, due nel campo usato per le *medie frequenze* rispettivamente da 300 a 420 kHz e da 390 a 550 kHz, ed un'altra, *per le onde medie*, da 520 a 1670 kHz.
Il montaggio non presenta difficoltà eccessive. È molto importante collegare a massa il rotore del condensatore variabile al fine di evitare sensibili variazioni di frequenza, per effetto della mano, durante le operazioni di sintonia.
Nella costruzione originale, di origine francese, sono stati usati due transistori (Tr_1 e Tr_2) del tipo TJN2 e TJN1 ma essi, tenuto conto che sono difficilmente reperibili sul mercato italiano, possono essere sostituiti da altri della serie OC71 e OC72.
Le bobine dovranno essere costruite attenendosi alle seguenti disposizioni: *Gamma Onde medie*: su un supporto avente il diametro di 8 millimetri, con nucleo di Ferroxcube del tipo 4A o similare, di 25 millimetri di lunghezza e 4 millimetri di diametro, si avvolgeranno 80 spire di filo di rame doppio ($2 \times 6/100$), su una lunghezza di 15 millimetri. La presa sarà effettuata alla trentesima spira a partire dal lato freddo.
Gamma onde lunghe: su un supporto, con relativo nucleo, identico a quello usato per le onde medie si avvolgeranno 360 spire con filo di smalto-seta da 1/10. La presa sarà effettuata alla 100ª spira, sempre rispetto al lato freddo della bobina.
Le due gamme proprie delle *frequenze intermedie* non necessitano della costruzione di altre bobine essendo usata la stessa bobina delle onde medie con l'aggiunta in parallelo dei condensatori C_1 o C_2.
La bobina L_3, relativa all'oscillatore di bassa frequenza, ha lo scopo di produrre la frequenza di modulazione la quale ha un valore di circa 500 Hz, valore che può essere sensibilmente modificato variando opportunamente la capacità di C_7.
Tale segnale di bassa frequenza non è in effetti perfettamente sinusoidale, ma ciò non ha molta importanza per gli scopi ai quali l'apparecchio è usato.
La bobina di BF, nell'apparecchio originale, è stata ottenuta facendo uso di quattro nuclei di Ferroxcube del tipo 3B aventi dimensioni uguali a quelle dei nuclei delle bobine che abbiamo descritto più sopra.
Alle estremità del parallelepipedo, che si ottiene unendo detti nuclei, saranno fissate due rondelle isolanti aventi un diametro di 20 millimetri. Si riempirà lo spazio compreso fra le rondelle con del filo da 8/100 per 3/4 dello spazio a disposizione.
La presa dovrà essere effettuata a circa 1/6 dell'avvolgimento a partire dal lato che fa capo al condensatore C_9.
Valore dei componenti: $C_1 = 450$ pF; $C_2 = 900$ pF; $C_3 = 500$ pF variabile; $C_4 = 2$ nF; $C_5 = 100$ pF; $C_6 = 2$ nF; $C_7 = 20$ nF; $C_8 = 10$ nF; $C_9 = 10$ nF; $C_{10} = 50$ μF elettrolitico;
$R_1 = 820$ Ω; $R_2 = 33.000$ Ω; $R_3 = 10.000$ Ω; $R_4 = 220.000$ Ω; $R_5 = 47.000$ Ω; $P_1 = 50.000$ Ω potenziometro; $P_2 = 50.000$ Ω potenziometro.

(*P. Soati*)

0857 – Sig. O. Perez – Milazzo.

D. Ci richiede lo schema di un ricevitore della NATIONAL HRO.

R. Lo schema del ricevitore HRO non è stato pubblicato sulla rivista *l'antenna.* Si rivolga alla società STELIT (Standard Elettronica Italiana) con sede in *Genova, Via Orlando* 24, rappresentante della National Radio, la quale, se ne sarà in possesso provvederà senz'altro ad inviarglielo.

(*P. Soati*)

Fig. 1/0856

Fig. 1/0858

Fig. 2/0858

0858 – *Sigg. Mariotto e Fasoli – Venezia.*

D. Sono richieste delucidazioni circa l'eventualità di installare un sistema telemetrico, con segnale di riconoscimento a bordo di vetture, per percorsi cittadini.

R. L'apparecchio da Voi proposto in teoria è realizzabile: infatti esso dovrebbe essere realizzato secondo il principio del *Radar a risposta o secondario*, il quale è costituito da un dispositivo rice-trasmittente collocato a bordo di un mezzo mobile (aereo o nave) che, qualora l'antenna della sezione ricevente sia colpita dagli impulsi di un radar normale, detto primario, provoca automaticamente il funzionamento della parte trasmittente che irradia uno speciale segnale di riconoscimento.

Questo sistema, come è noto, è stato particolarmente sfruttato durante l'ultima guerra mondiale.

Evidentemente costruire un'apparecchiatura del genere per mantenere il collegamento fra due auto in una zona cittadina è un'impresa ardua. Infatti impiegando frequenze proprie delle gamme VHF o UHF sarà praticamente impossibile assicurare collegamenti aventi carattere di continuità, anche se si useranno trasmettitori aventi la potenza di alcuni watt e ricevitori sensibili, a causa della presenza degli edifici cittadini che impediscono la normale propagazione delle onde *em* di tale lunghezza. Ricorrendo all'uso delle onde corte le cose non migliorerebbero, anche a causa delle difficoltà che si incontrerebbero nella costruzione di dispositivi telemetrici su tale gamma. Inoltre, anche nelle condizioni ideali di funzionamento sarebbe possibile avere la direzione di provenienza dei segnali, e la distanza del mezzo che li irradia ma non la localizzazione esatta del mezzo mobile dato che la topografia di una città è costituita da molte strade.

Riassumendo: il problema potrebbe essere risolto costruendo un apparecchio trasmittente che emette un segnale avente la stessa frequenza per la quale è stato sintonizzato il ricevitore del mezzo mobile, segnale che potrà essere reirradiato dal trasmettitore collegato al ricevitore stesso.

Per il rilevamento della direzione approssimativa, si potrà ricorrere all'uso di un sistema d'antenna direttivo ruotante.

Per determinare la distanza invece è indispensabile usare un apparecchio telemetrico, cioè il radar.

In definitiva mentre le due prime soluzioni possono essere risolte con una certa facilità e con una spesa mantenuta entro limiti modesti (rimangono naturalmente i nostri dubbi sulla possibilità di ottenere dei risultati positivi su tutta un'area cittadina), la terza presenta difficoltà finanziarie non indifferenti.

(*P. Soati*)

0859 – *Sig. Bernucci Ivo – Pesaro*

D. Chiede alcune precisazioni circa le modifiche da apportare ad un televisore di origine francese, per la ricezione dello standard a 819 linee, per adattarlo alla ricezione a 625 linee.

R. Non essendo in possesso dello schema del televisore in questione prendiamo in esame il caso tipico di un televisore adatto alla ricezione dello standard a 819 linee con base di tempo del tipo classico cioè con multivibratore senza comparatore di fase, come illustrato in fig. 1.

Per trasformare detto circuito, adatto alla ricezione dello standard a 819 linee, per lo standard a 625 linee, occorre eseguire una piccola modifica. Il potenziometro P_1 sarà collocato come indicato in fig. 2, la resistenza R_4, da 100.000 Ω, dovrà essere sostituita da un'altra avente valore sensibilmente inferiore, circa 15.000 Ω ed in serie al potenziometro sarà inserita la R_5 da 100.000 Ω. Eseguendo tale modifica il potenziometro si troverà nelle condizioni adatte per controllare il multivibratore tanto per lo standard a 819 quanto per quello a 625.

Un commutatore consentirà di inserire i condensatori C_4 e C_5 dato che per la ricezione a 625 linee occorre una capacità superiore, cioè 147 pF, che per quello a 819 dovrà essere ridotta a 100 pF.

Il condensatore C_2, collocato sul circuito di deflessione visibile in figura 3, consente di ottenere una linearità orizzontale sufficientemente accettabile per lo standard a 819 linee: per effettuare la ricezione a 625 linee invece è opportuno aumentare la sua capacità, per il fatto che si manifesta una certa distorsione. Ciò si ottiene inserendo in parallelo a C_2 il condensatore C_3 tramite un apposito commutatore: il suo valore sarà trovato sperimentalmente, partendo dal valore indicato in figura.

Con gli attuali tubi a 110° il circuito di fig. 3 può essere considerato sufficiente per ottenere buoni risultati, con tubi a 90° invece la capacità dei condensatori C_2 e C_3 dovrà essere senz'altro superiore a quella consigliata.

Se la base dei tempi è dotata di comparatore di fase la sua presenza non pregiudica il funzionamento nei due sistemi sempre che siano state eseguite le modifiche di cui sopra.

Un problema di notevole importanza è costituito dalla variazione di ampiezza orizzontale che si manifesta nei sistemi a 625 linee nei confronti del sistema a 819 linee. Allo scopo di ridurre tale ampiezza, nei sistemi a 625 linee, si colloca una resistenza in serie al circuito del diodo ricuperatore.

Trattandosi di tubi a 110° la riduzione può essere effettuata usando, anzichè una resistenza, una piccola induttanza con nucleo e regolandola in modo da ottenere la giusta ampiezza del segnale. Allo scopo di evitare la presenza di sovratensioni detta bobina sarà shuntata dalla resistenza R_1 da 2.000 Ω. In fig. 4 si potrà osservare che la bobina, tramite commutatore, è messa in circuito quando si riceve lo standard a 625 linee ed è cortocircuitata per lo standard a 819 linee.

Naturalmente tali suggerimenti hanno lo scopo esclusivo di servire da guida nell'esecuzione delle modifiche che desidera fare al suo televisore.

(*P. Soati*)

Fig. 3/0858

Fig. 1/0860

Fig. 2/0860

Fig. 4/0858

0860 – *Sig. G. Rossi – Genova.*

D. Richiede gli schemi per la costruzione di due oscillatori di tipo industriale: uno per generatore di calore ad induzione l'altro per via dielettrica.

R. In figura 1 e 2 riportiamo due schemi suggeriti dalla RCA per la realizzazione di apparecchiature del tipo richiesto.

In figura 1 si ha un oscillatore per riscaldamento a dielettrico, funzionante sulla frequenza di circa 27 MHz. Il valore dei componenti è il seguente:

$C_1 = C_2 = C_3 =$ 0,005 μF mica 600 V; $C_4 =$ 2 piastre da 3/32 pollici, in alluminio aventi le dimensioni di 5 × 7 pollici e distanziate fra loro di 7/8 di pollice. $C_5 =$ circa 50 μμF, il suo valore dipende dal carico. $L_1 =$ 5 spire di tubetto di rame da 3/16", spaziate di 3/4" su una lunghezza di 2, ¼ di pollice. $L_2 =$ Impedenza RF 40 mA; $L_5 =$ Impedenza RF da 500 mA; $L_4 =$ 3 spire di tubetto di rame da 5/16" spaziate di 5/8" su una lunghezza di 3.3/4 di pollice. $L_6 =$ $L_6 =$ 2 spire di tubetto di rame da 3/16" regolabili su 3.3/4 di pollice. $M_1 =$ milliamperometro 100 mA, c.c. $M_2 =$ Milliamperometro 1.000 mA c.c. $R =$ 5.000 Ω 25 W.

$T =$ trasformatore per il filamento 10 V 9 A.

In figura 2 è visibile lo schema di un generatore di calore ad induzione la cui frequenza di lavoro si aggira sui 450 kHz. Il valore dei componenti è il seguente:

$C_1 = C_3 =$ 0,01 μF 600 V. $C_2 = C_5 =$ 0,1 μF carta 5000 V 0,6 A rms al minimo. $C_4 =$ 0,002 μF, 8000 V min 15 A rms. $F =$ fusibile da 1 Ampere. $L_1 =$ impedenza a RF, 1 A rms, isolata per picchi di 10.000 V (300 spire di filo smaltato del n° 18 avvolte su una lunghezza di 12 pollici con diametro di 4 pollici).

$L_2 =$ 3,5 mH impedenza a RF 350 mA. $L_3 =$ 63 μH impedenza da 15 A rms, isolata per picchi di 5.000 V (40 spire di filo smaltato n° 8 su una lunghezza di 8 pollici con diametro di 4 pollici). $L_4 =$ 1 spira costituita di un foglio di rame. $L_5 =$ bobina di carico. $M_1 =$ 1.000 mA cc. $M_2 =$ 150 mA cc. $R =$ 2500 50 W. $T =$ trasformatore di filamento 10 V 10 A. $B =$ Ventilatore avente caratteristiche tali da procurare il perfetto raffreddamento della valvola 833-A. Il flusso d'aria deve essere convogliato verticalmente verso la placca e la griglia.

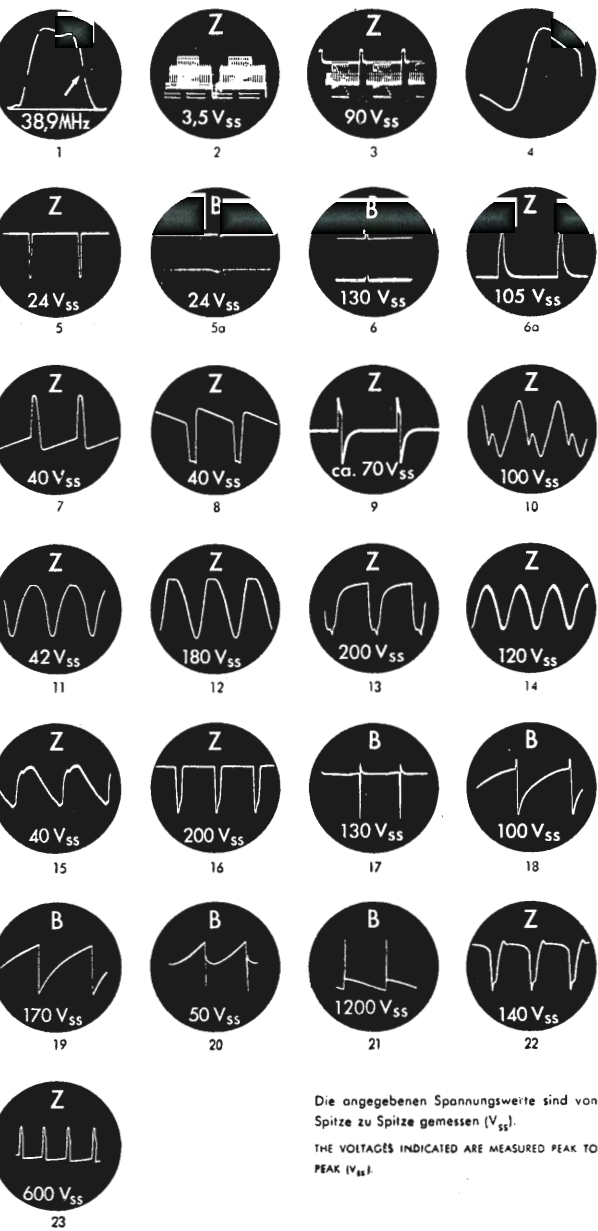
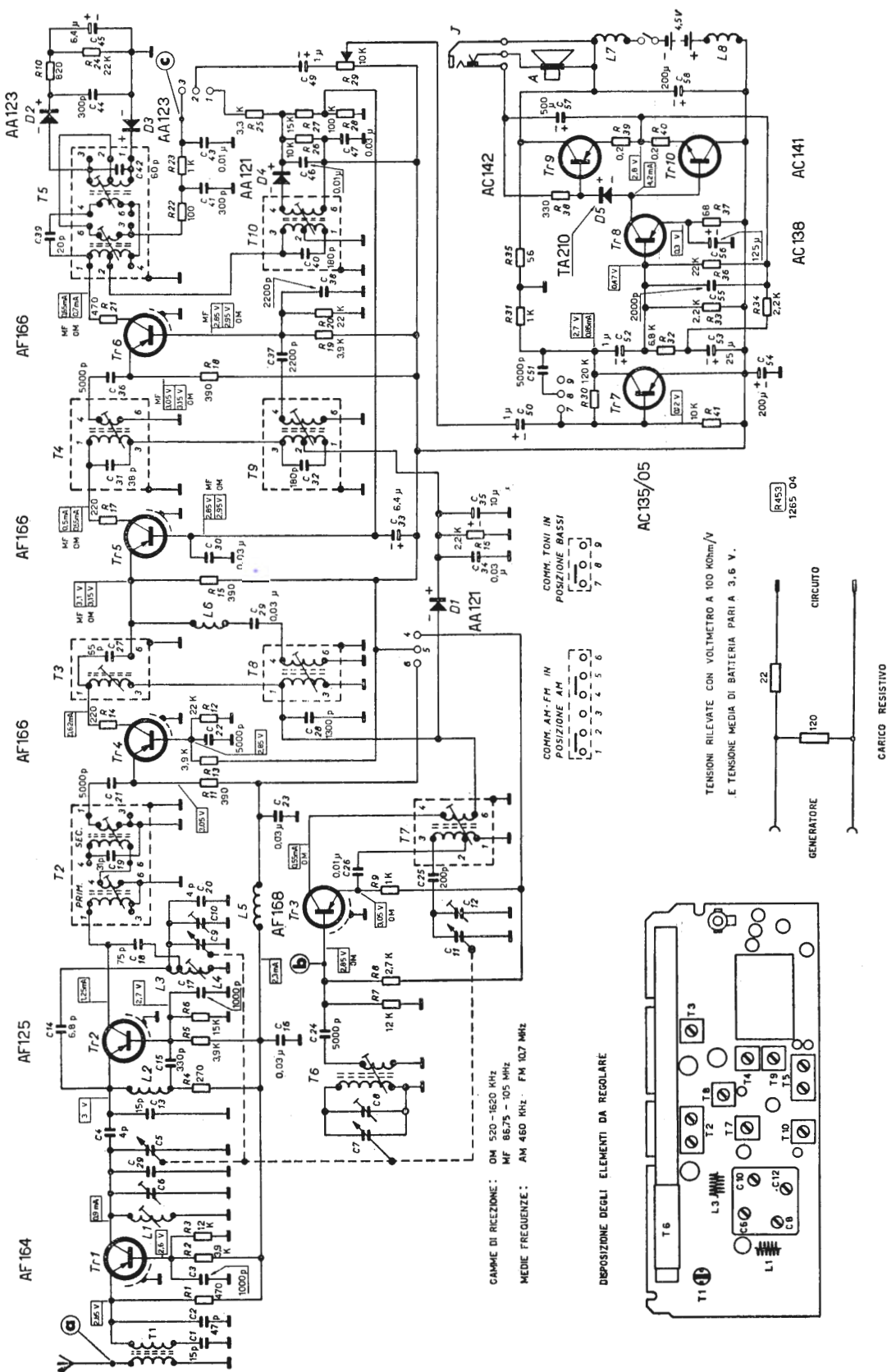
La costruzione di tali apparecchi, i quali devono essere schermati in modo da evitare irradiazioni spurie, deve essere effettuata esclusivamente da coloro che dispongano di una adatta attrezzatura in proposito. *Le alte tensioni in gioco possono essere pericolosissime per chi non sia in grado di prendere le adatte precauzioni per la costruzione e l'uso di apparecchi del genere.*

(*P. Soati*)

0861 – *Ing. Bagnini D. – Roma*

D. Desidera lo schema di un televisore Philco.

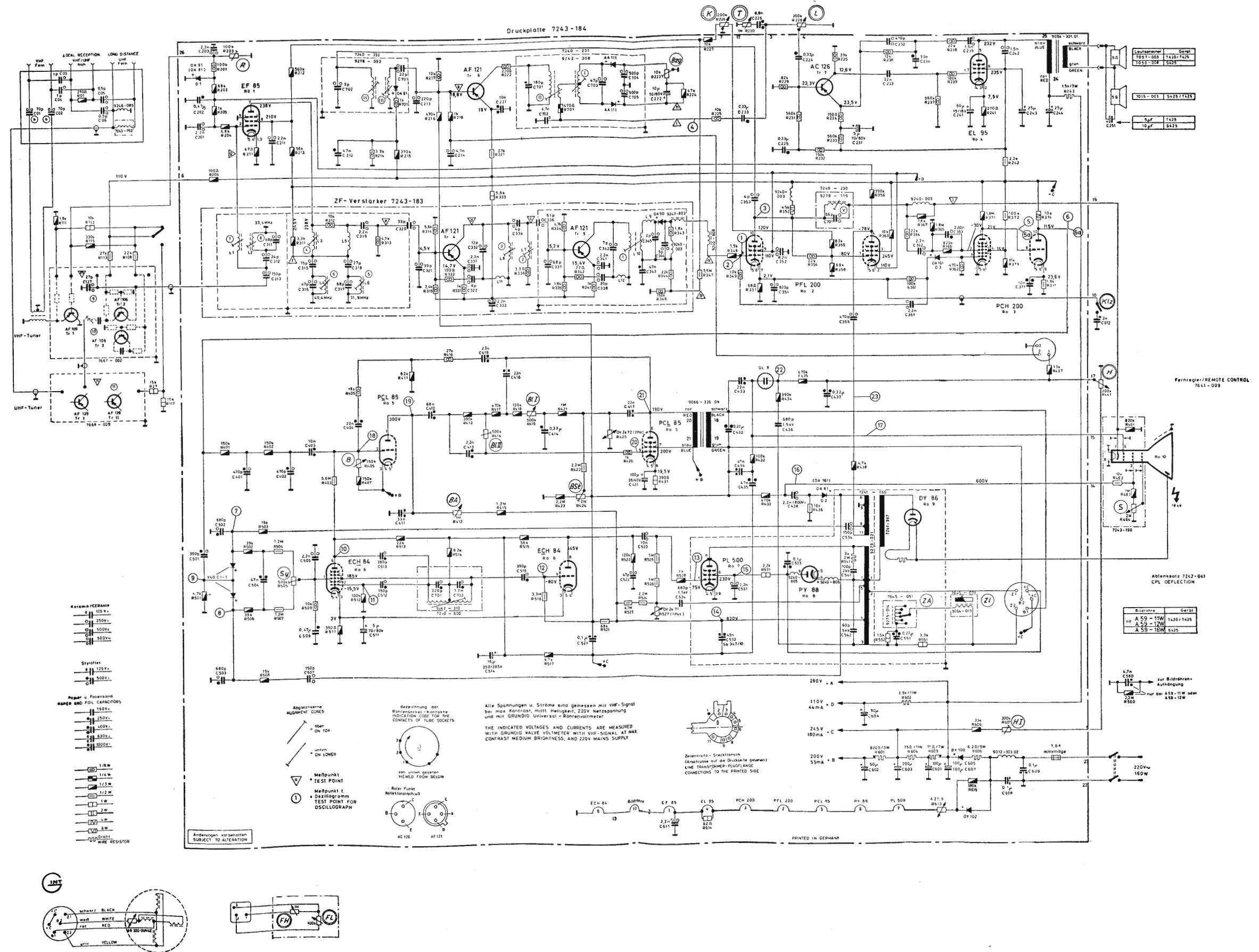
R. Attualmente non disponiamo dello schema relativo al televisore della Philco che le interessa. Molto probabilmente pubblicheremo lo stesso in uno dei prossimi SCHEMARI TV. Comunque pensiamo che potrà ottenerlo con maggiore sollecitudine rivolgendosi direttamente alla società Philco Ponte S. Pietro (Bergamo).

(*P. Soati*)

Schema elettrico del radioricevitore TELEFUNKEN mod. Spyder MF (R453)

TELEVISORE GRUNDIG

Mod. T 420 - T 425 - S 425

Die angegebenen Spannungswerte sind von Spitze zu Spitze gemessen (V_{ss}).

THE VOLTAGES INDICATED ARE MEASURED PEAK TO PEAK (V_{ss}).

Schema elettrico del ricevitore di TV GRUNDIG mod. T420 - T425 - S425

TELEVISORE GRUNDIG

Mod. T 420 - T 425 - S 425

Die angegebenen Spannungswerte sind von Spitze zu Spitze gemessen (V_{ss}).
THE VOLTAGES INDICATED ARE MEASURED PEAK TO PEAK (V_{ss})

Abb. 1 Schaltbild
VHF-Kanalwähler
7667—002

Abb. 1 Schaltbild
UHF-Kanalwähler
7668—005

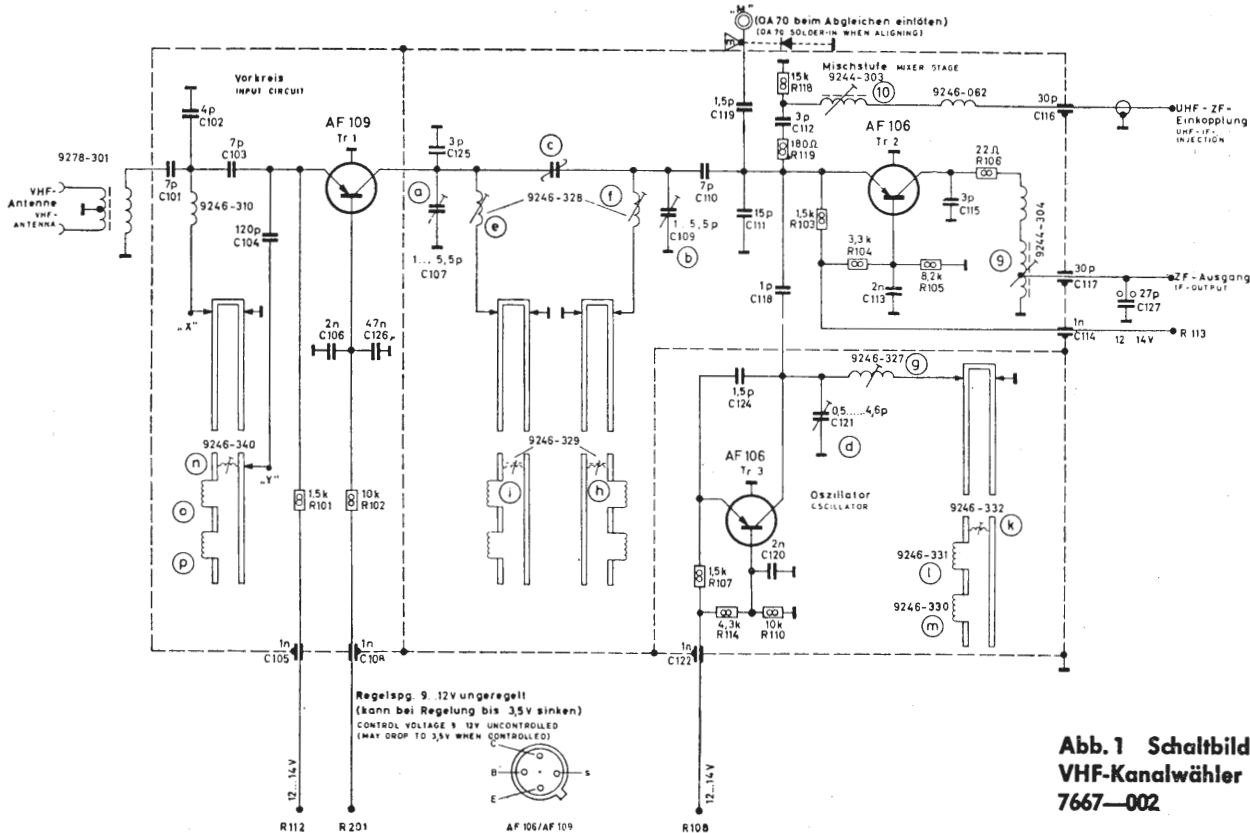
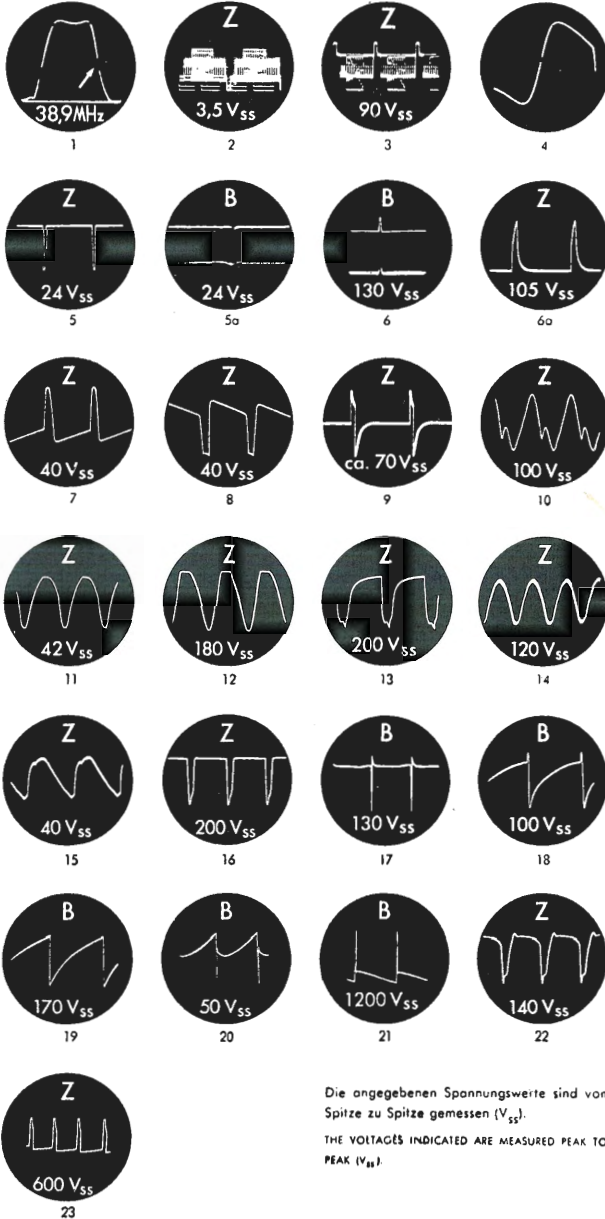



Abb. 1 Schaltbild
VHF-Kanalwähler
7667—002

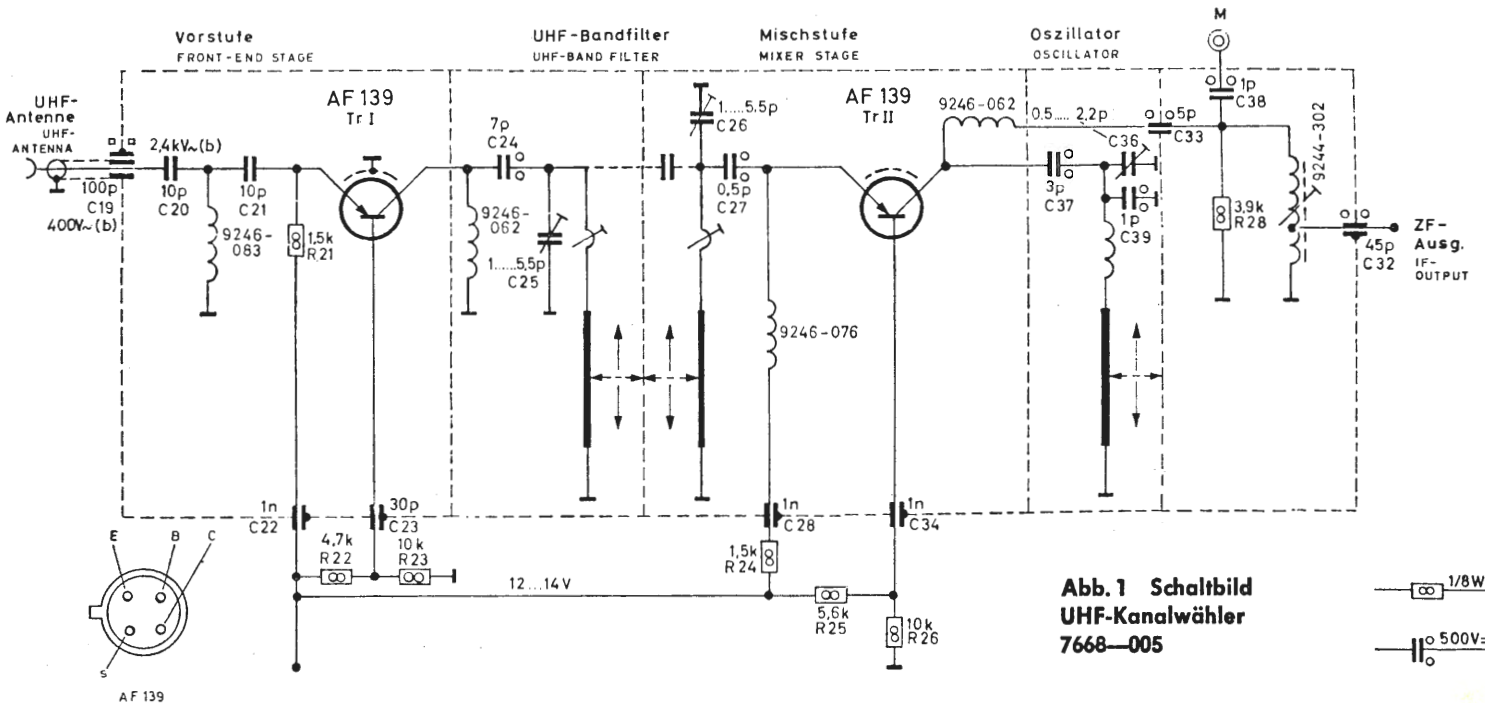
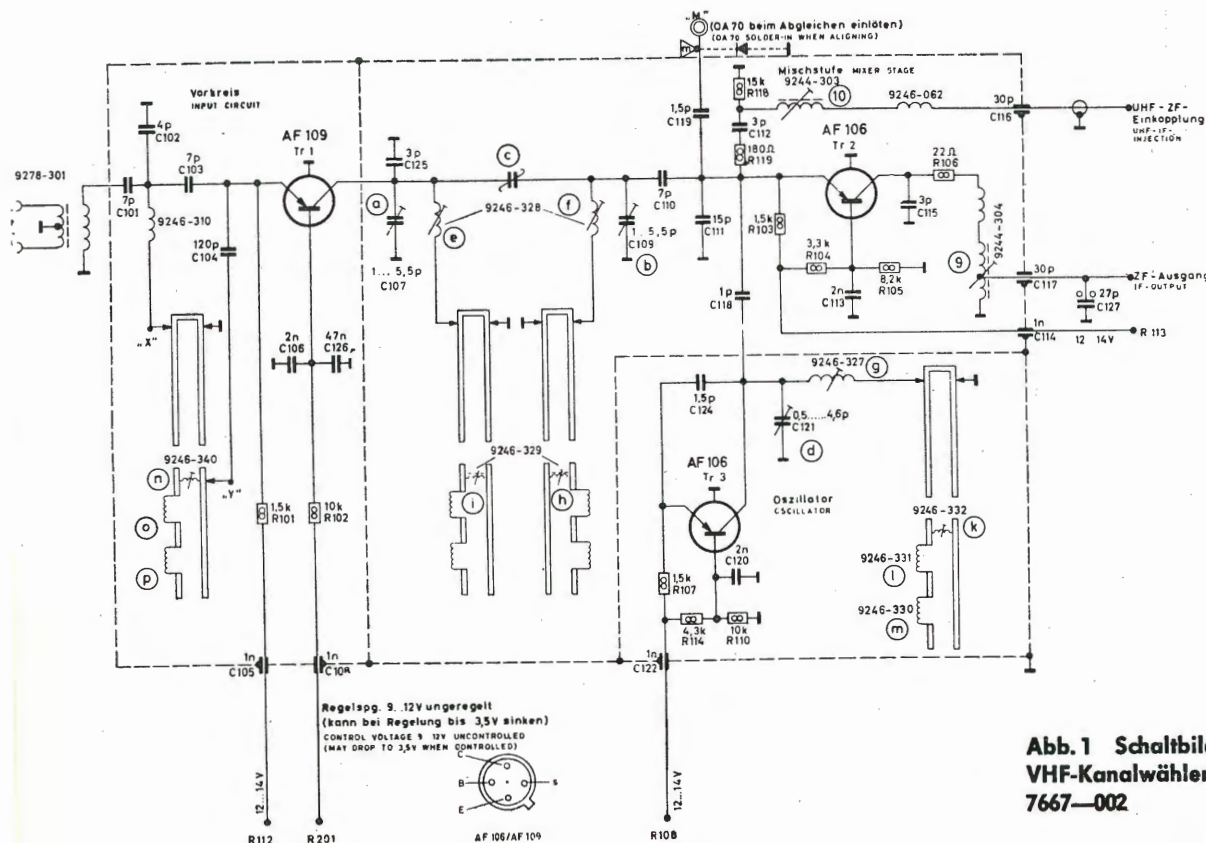
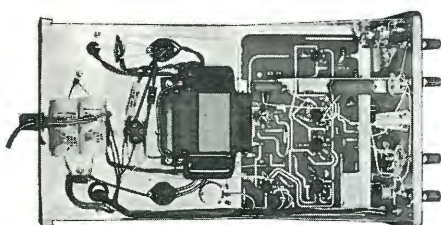



Abb. 1 Schaltbild
UHF-Kanalwähler
7668—005

PREPARIAMOCI AL COLORE

Entro l'anno prossimo le principali nazioni europee, e forse anche l'Italia, inizieranno delle trasmissioni più o meno regolari di televisione a colori. Mancano però i tecnici per la costruzione, servizio e riparazione di televisori a colori. La tecnica della TV a colori pur prendendo le basi fondamentali dalla normale TV in bianco-nero, se ne discosta però notevolmente in tutto ciò che riguarda la parte cromatica, cioè la formazione dell'immagine a colori, governata da leggi fisiche e matematiche piuttosto complesse che non si può fare a meno di conoscere per potersi rendere conto del funzionamento dei vari circuiti. Data la molto scarsa ed incompleta bibliografia esistente oggi riguardo a questo argomento la Casa Editrice Il Rostro presenta il Corso Integrale di TV a colori redatto da cinque noti specialisti e coordinato dall'ing. Alessandro Banfi che ha seguito praticamente l'evoluzione della TV a colori sin dagli inizi.

HEATHKIT® 1967

IO-12

OSCILLOSCOPIO Heathkit da 5" a larga banda.... Tipo professionale

E' l'oscilloscopio più completo della produzione Heathkit, adatto per qualsiasi tipo di rilevamento in tutti i campi dell'elettronica, compreso il servizio TV a colori. Col suo aiuto, è possibile vedere direttamente la forma d'onda di qualsiasi tipo di segnale, individuare gli stadi o i componenti difettosi, controllare le distorsioni, effettuare misure di guadagno degli stadi amplificatori, ed eseguire tutte le altre misure di laboratorio.
L'osservazione di forme d'onda critiche è resa assai facile grazie alla funzione arzionale dei singoli controlli. L'eccellente linearità e la stabilità di funzionamento consentono una riproduzione fedele anche di segnali a frequenza assai elevata. Oltre ai normali dispositivi di controllo della frequenza dell'asse tempi, è munito di due frequenze fisse, e regolabili una volta tanto, per accelerare il lavoro in determinati campi, come ad esempio il servizio TV. Circuito di sincronismo e di soppressione della ritraccia automatici. Ingresso per asse « Z ».
L'apparecchio presenta tutti i requisiti che è possibile esigere in un oscillascopio, in un laboratorio moderno e bene attrezzato.

Mod. IO-12, peso 11 kg.

CARATTERISTICHE - (Canale verticale), Sensibilità: 0,01 volt per cm di deflessione (in valore eff.), alla frequenza di 1 kHz. **Responso alla frequenza (riferito al livello ad 1 kHz):** lineare entro 1 dB da 8 Hz a 2,5 MHz; entro + 1,5 e — 5 dB, fino a 5 MHz; responso a 3,58 MHz, — 2,2 dB. **Tempo di salita:** 0,08 microsecondi, o meno.**Impedenza di ingresso:** (riferita ad 1 kHz) 2,7 Mohm in posiz. « x1 »; 3,3 Mohm in posiz. « x10 » e « x100 ». **(Canale orizzontale), Sensibilità:** 0,12 volt per cm di deflessione ad 1 kHz. **Responso alla frequenza:** entro 1 dB da 1 Hz a 200 kHz; entro 3 dB da 1 Hz a 400 kHz. **Impedenza di ingresso:** 4,9 Mohm ad 1 kHz. **Generatore asse tempi:** da 10 Hz a 500 kHz, in cinque gamme con controllo a variazione continua, oltre a due frequenze fisse prestabilite, e selezionabili a commutatore. **Sincronismo:** automatico, con sistema ad accoppiamento catodico ad autolimitazione. **Alimentazione:** 110-220 volt C.A. 50 Hz, 80 watt. **Dimensioni:** cm 36 di altezza, 22 di larghezza, e 40,5 di profondità.

Organizzazione commerciale di vendita esclusiva:

LARIR International s.p.a.

VIALE PREMUDA N. 38/A - MILANO - TELEFONI N. 795762 - 795763 - 780730

Agenti esclusivi di vendita per

LAZIO-UMBRIA-ABRUZZI: Soc: **FILC RADIO** — ROMA — Piazza Dante, 10 — Tel. 73.11.351
EMILIA-MARCHE: Ditta **A. ZANIBONI** — BOLOGNA — Via S. Carlo, 7 — Tel. 22.58.58
TOSCANA: **G. A. P. s.a.s.** — LIVORNO — Via Cogorano, 10/12 — Tel. 34.492
CAMPANIA-BASILICATA-PUGLIE-CALABRIA: Ditta **D. MARINI** — Napoli — Via Duomo, 254 — T. 32.07.73
SICILIA: **BARBERI SALVATORE** — CATANIA — Via della Loggetta, 10 — Tel. 27.85.71
TRIESTE — GORIZIA — UDINE: **RADIO TREVISAN** — TRIESTE — Via S. Nicolò, 21